re

radioelektronik

11 '80

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802



Radioelektronik

LISTOPAD 1980 ROK • ROCZNIK XXXI (23)

11 '80

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 257

RÓŻNE

Unitra Dom na MTP'80 – Zbigniew Krysiak 259
Proste urządzenie przeciwzwarciowe 274

ELEKTROAKUSTYKA

Mikser stereofoniczny Hi-Fi w wersji rozbudowanej – Tomasz Zębalski 261
Zestaw dyskotekowy 120 W 264
Wzmacniacz akustyczny wielkiej mocy 278
Obudowy stalowe a zniekształcenia . . . . . okł. IV

PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

Zastosowanie układu scalonego ULY7741N – Julian Jędrzej Bruszewski 265

RADIOKOMUNIKACJA

Konwerter na pasmo 160 m – Andrzej Pelczar SP9ADU 267

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE

Scalone układy zegarów w zastosowaniach – Janusz Rezler 270

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 275

ELEKTRONIKA DOMOWA

Domowe urządzenie alarmowe – Zbigniew Nowak 279

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Usprawnienie gramofonów G-603 „Bernard" i G-1100 „Daniel" – Andrzej Nowicki . . . . . okł. III

ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA

Sygnalizator nie wyłączonych świateł w samochodzie – Andrzej Elek . . . . . okł. IV

WYDAWNICTWO



SIGMA

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA

CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skr. poczt. 1004

Adres Redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Rezler, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował Witold Rębkowski
Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto: NBP XV O.W-wa, nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy, ul. Świętokrzyska 11a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34. **Za treść ogłoszeń Redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 6535/CD. Nakład 80 000 egz. O-51. Ark. druk. 3. Skład techniką Linotron 505 TC. Cena zł 8. Numer zamknięto 29.X.1980 r.

■ W dniach 8–12 września 1980 r. odbyła się w Pałacu Kultury i Nauki w Warszawie X Europejska Konferencja Mikrofalowa poświęcona przeglądowi najnowszych osiągnięć nauki i techniki światowej w dziedzinie wykorzystania mikrofal, m.in. w radiolokacji, radiokomunikacji, spektroskopii, medycynie i grzejnictwie elektrycznym. Europejskie konferencje odbywały się od 1961 r., ale po raz pierwszy konferencję taką zorganizowano w stolicy kraju socjalistycznego, dając tym wyraz uznania dla polskich osiągnięć w tej dziedzinie. Na konferencję nadesłano 264 referaty z 35 krajów całego świata, w tym 31 referatów z Polski.
Z interesujących tematów omawianych na konferencji należy wymienić następujące: scalone układy mikrofalowe, anteny mikrofalowe, technika dużych mocy wykorzystująca tranzystory FET, systemy łączności mikrofalowej, zagadnienia propagacyjne, pomiary mikrofalowe, wzmacniacze małoszumne, filtry i multipleksery mikrofalowe.
Konferencję zorganizowało Stowarzyszenie Elektryków Polskich przy współudziale Polskiej Akademii Nauk, Zjednoczenia Unitra-Elektron oraz organizacji międzynarodowych, jak: URSI, IMPI, IEEE i EUREL. Całością prac nad przygotowaniem konferencji kierował jej przewodniczący i zarazem przewodniczący komitetu naukowego – prof. dr Andrzej Sowiński

■ Po uwieńczonych pełnym sukcesem eksperymentach z satelitą telekomunikacyjnym Symphonie, rządy Francji i RFN zawarły porozumienie, na mocy którego w ramach kooperacji stworzono zespół opracowujący konstrukcję satelity i jego wyposażenie do bezpośrednich nadawań programów telewizyjnych w pasmie 12 GHz. Zgodnie z planem genewskim satelita zostanie wprowadzony na orbitę geosynchroniczną na południku 19° West i będzie wyposażony w nadajnik o mocy 350 W dla francuskiej telewizji i 250 W dla niemieckiej. Początkowo przewiduje się nadawanie trzech programów, przy czym dźwięk będzie nadawany w jednym języku stereofonicznie lub na dwóch częstotliwościach nośnych 5,5 i 5,75 MHz w dwóch językach monofonicznie. Dosyłanie programów z Ziemi będzie się odbywać w pasmie 18 GHz. Moc zasilania urządzeń z baterii słonecznych wyniesie około 6 kW, przy czym w czasie przebywania satelity w ciemności potrzebną energię dostarczą akumulatory niklowo-kadmowe.

■ Przenośny komplet aparatury studyjnej dla dwóch kamer oferuje japońska firma ASACA. Zestaw ten zawiera 2 kamery kolorowe, pulpit mikserski z 12 efektami trikowymi oraz układami regulacji kamer, 3 monitory i układ kompensacji kabla (300 m). Zasilanie zestawu z akumulatora 12 V lub z sieci.

■ W Kalifornii (Perry Engineering) opracowano model kolorowego płaskiego kineskopu, który zastąpi obecne lampy kineskopowe w odbiornikach i monitorach. Działanie nowego kineskopu jest oparte na kombinacji matrycy elektrooptycznej z systemem modulacji optycznej.

■ W technice odbiorczej radia i telewizji elementy półprzewodnikowe całkowicie wyparły lampy elektronowe. Jednak w nadajnikach dużej mocy, w sprzęcie medycznym, w fizyce jądrowej i fizyce plazmy oraz w wielu urządzeniach cywilnych i wojskowych są stosowane



w dalszym ciągu lampy elektronowe. Zapotrzebowanie na lampy elektronowe w 1979 r. wyraziło się sumą 400 mln dol., zaś na lampy mikrofalowe ok. 600 mln dol.

Przewiduje się, że w 1984 r. zapotrzebowanie to wzrośnie do około 1300 mln dol. łącznie. Przykładem nowej konstrukcji lamp nadawczych dużej mocy jest tetroda o chłodzeniu wapotronowym, z siatką grafitową, o mocy wyjściowej 600 kW f-my Siemens (fot. wyżej).

■ Francuska firma PTT zleciła firmie Telspace opracowanie i budowę czterech prototypowych stacji naziemnych przeznaczonych do współpracy z satelitą Telecom 1. Stacje naziemne będą wyposażone w antenę o średnicy 3,5 m, nadajnik o mocy 150 W i odbiornik ze wzmacniaczem o małych szumach, a także w układ mikroprocesorowy do ciągłych pomiarów i kontroli. System krajowy Telecom 1 będzie pracować w pasmie 12...14 GHz, przy czym ogółem przewiduje się we Francji instalację około 250 takich stacji dla transmisji danych, telekonferencji wizyjnych, przesyłania danych i łączności telefonicznej.

■ Firma ATT-Co. planuje do r. 1986 wymianę trzech regionalnych satelitów Comstar eksploatowanych od 1978 r. – na nowe satelity z techniką cyfrową, których pojemność wyniesie 21 600 rozmów telefonicznych lub 24 kanały telewizyjne. Nowa generacja satelitów będzie współpracować z istniejącymi stacjami naziemnymi.

■ Dla przemienników telewizyjnych na III pasmo firma RTC La Radiotechnique produkuje tranzystory o mocy wyjściowej 130 W przy wzmocnieniu 9 dB. Tranzystory wykonane są w technice metal-ceramika.

■ Szesnastosegmentowy wyświetlacz alfanumeryczny ze wskaźnikami na ciekłych kryształach (typ FAS 16061) produkuje firma Siemens (fot. niżej), przy czym na jednym wyświetlaczu może być umieszczonych do 16 znaków (cyfry i litery). Znaki o wysokości 6 mm mogą być tworzone nie tylko w postaci liter alfabetu oraz cyfr, ale również i innych symboli o łącznej liczbie 64. Wyświetlacz o wymiarach 76 × 18 mm jest umocowany na płytce zamkniętej metalową ramką. Moduł układu sterującego zawiera mikroprocesor SAB 8748 oraz 8 układów CMOS zasilanych napięciem 6 V. Pobór prądu wynosi maksymalnie 19 µA.



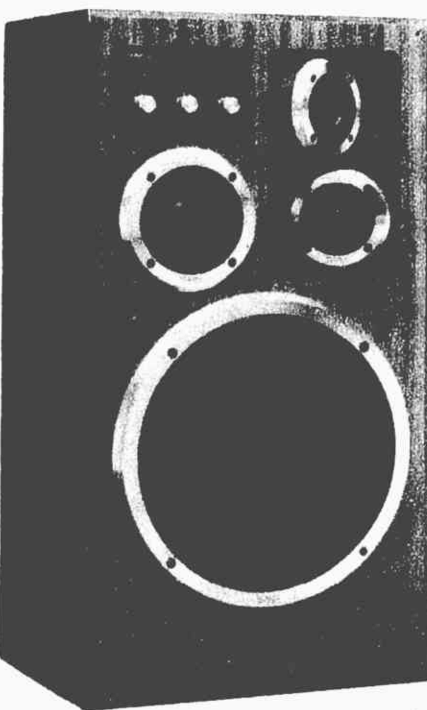
■ Na podstawie uzyskanych wyników na eksperymentalnych liniach światłowodowych projektuje się w latach 1988 położenie pierwszego kabla podmorskiego opartego na technice światłowodowej. Kabel ten o symbolu TAT-8 będzie miał 3 zakończenia w Europie i jedno w USA. Projekty tej linii były dyskutowane w kwietniu br. na konferencji północno-atlantyckiej grupy doradczej w Anglii. Kabel jest projektowany jako jeden z siedmiu przyszłościowych linii kablowych i satelitarnych na lata 1986–1995. Przewiduje się również, że już w 1986 r. system satelitarny Intelsat V zostanie zastąpiony następną generacją Intelsat VI.

■ W Australii projektuje się w latach 1983–1984 ułożenie podmorskiego kabla łączącego Australię, Wyspy Fidżi, Hawaje i Kanadę, którego koszt wyniesie około 400 mln dolarów. Kabel ten, jakkolwiek przeznaczony do łączności telefonicznej, ma również wystarczającą pojemność dla przesyłania programów telewizyjnych.

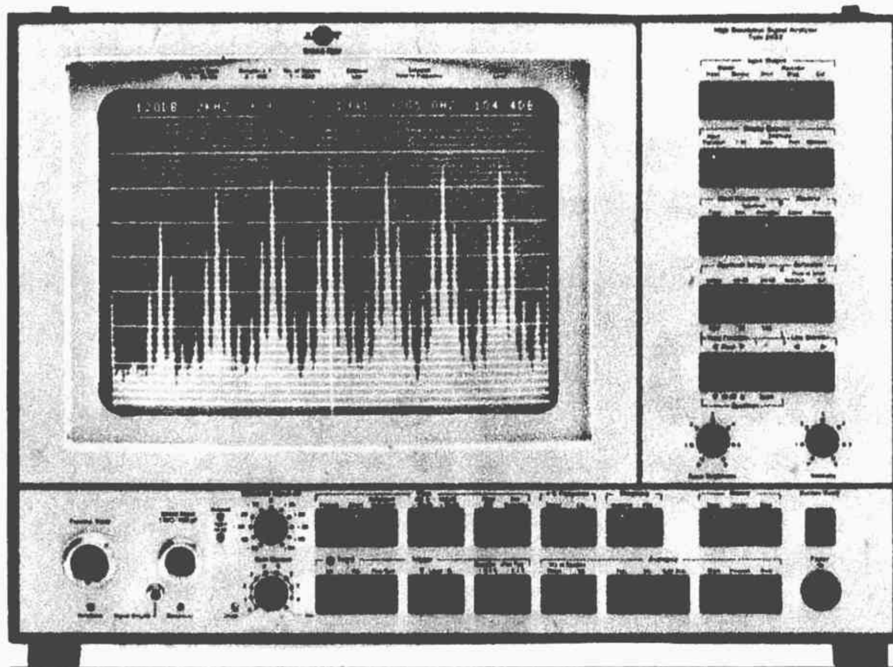
■ Znana z produktów wysokiej jakości firma SABA dostarcza na rynek m.in. zespoły głośnikowe. Zespół typu AM 140 (fot. obok), charakteryzuje się zastosowaniem dwóch głośników wysokotonowych ustawionych pod kątem 53° względem siebie, co zapewnia szczególnie szeroki kąt promieniowania wielkich częstotliwości.
Dane techniczne zespołu są następujące: moc znamionowa 90 W, moc dla muzyki 140 W, pasmo przetwarzane 20...25 000 Hz, częstotliwości podziału 570 Hz i 3900 Hz, wymiary 375 x 690 x 270 mm, impedencja 4 Ω. Głośnik niskotonowy ma średnicę 325 mm. Głośnik średniotonowy jest typu kopułkowego (średnica cewki 51 mm), podobnie jak i głośniki wysokotonowe (średnica cewki 26 mm). Odpowiednimi potencjometrami mogą być regulowane w pewnym zakresie tony średnie i tony wysokie. Trzeci potencjometr zmienia podział energii promieniowanej przez głośniki wysokotonowe, co wpływa na charakterystykę kierunkowości promieniowania zespołu, umożliwiając jej dostosowanie do danego pomieszczenia odsłuchowego.

■ Laboratorium elektroniki i fizyki stosowanej (LEP) we Francji produkuje tranzystory polowe o częstotliwości do 16 GHz, wzmocnieniu 7 dB, współczynniku szumów 3 dB.

■ Eksperymentalny model cyfrowego magnetowidu firmy Sony zapisuje 198 Mbit na sekundę przy prędkości przesuwu taśmy 122 mm/s.



■ Specjalizująca się w pomiarach akustycznych i wibracji mechanicznych znana firma duńska Brüel-Kjaer opracowała analizator spektrum sygnału o dużej rozdzielności, typ 2033 (fot. niżej), umożliwiający analizę sygnałów ciągłych oraz jednorazowych przebiegów. Dzięki możliwości rozciągnięcia obrazu (10-krotnie) można badać oddzielnie poszczególne pasma częstotliwości z całego obserwowanego spektrum. Dane z ekranu można jednocześnie zapisywać rekorderem X-Y lub wprowadzać do komputera.



■ Dla nowej generacji nadajników w satelitach pracujących w paśmie 18,5...21,5 GHz, firma AEG-Telefunken opracowała lampę z falą bieżącą o mocy wyjściowej 22 W (typ TL 20030). W podanym zakresie częstotliwości lampa może pracować w paśmie o szerokości do 1,2 GHz. Wzmocnienie 55 dB jest uzyskiwane przy napięciu 4 kV, przy czym sprawność osiąga wartość 38%. Lampa mimo stosunkowo ciężkiego magnesu (samarium-kobalt) waży łącznie z kablem tylko 900 g. Przewidywany okres eksploatacji wynosi 85 000 godzin.

■ Demonstrowana na wystawie w Las Vegas przenośna kamera BCC-Digicam firmy Ampex ma jakość kamery studyjnej. Kamera jest połączona ze stołem mikserskim kablem światłowodowym, który umożliwia przy płaskiej charakterystyce częstotliwości prawidłową pracę przy odległości kamera-stół mikserski do 2 km. Kabel ten zawierający przewody zasilania, ma średnicę 7,5 mm, masę 20 kg i długość 300 m.

■ Materiałem dla konstrukcji półprzewodnikowych elementów pracujących w wysokich temperaturach będzie w najbliższej przyszłości fosforek galu (GaP). W laboratorium Sandia i Uniwersytecie Texas bada się materiały na diody Schottky'ego, które mogą pracować w temperaturach do 500°C. Diody z fosforku galu mogą pracować teoretycznie do temperatury 600°C.

■ Firma English El.Valve Co. opracowała impulsowy magnetron na fale milimetrowe 94...96 GHz), znajdujący zastosowanie w urządzeniach radarowych o dużej rozdzielczości. W konstrukcji zastosowano magnes stały z kompozycji samarium-kobalt. A oto parametry tego magnetronu:
- napięcie anodowe – 13 kV
- prąd anodowy (pik) – 7,0 A
- moc wyjściowa – 3,0 kW
- czas impulsu – 50 ns (do 4 ns)
- masa – 1,8 kg.

■ Poczta brytyjska we współpracy z przemysłem planuje rozbudowę sieci telekomunikacyjnej opartej na technice światłowodowej. W 1982 r. sieć ta będzie miała już 15 tras w Anglii, Walii i Szkocji o łącznej długości 3500 km. Systemy będą przekazywały wg ustalonych standardów z szybkością 8 Mbit/s, 34 Mbit/s i 140 Mbit/s odpowiadających pojemnościom 120, 480 oraz 1920 kanałów telefonicznych. W systemie 140 Mbit/s będą instalowane regeneratory w odstępach co 8 km, w porównaniu z odstępami co 2 km dla systemu 12 MHz w kablach współosiowych.

■ Japońska firma Sony buduje we Francji (Bayonne) fabrykę kaset magnetofonowych; rozpoczęcie produkcji przewiduje się już w końcu br. i wynieść ma ona 36 mln kaset rocznie. W fabryce zatrudnionych będzie 325 pracowników, w tym 80% kobiet.

■ Matsushita Electric Co. uruchomi w końcu br. w Pekinie fabrykę telewizorów kolorowych. Wielkość produkcji wyniesie 150 000 odbiorników 14- i 22-calowych. Kineskopy i inne podzespoły będą początkowo importowane z Japonii. Firma ta otrzymała również zamówienie na budowę fabryki odbiorników monochromatycznych.

UNITRA DOM NA MTP '80

Ekspozycja Zjednoczenia Przemysłu Elektronicznego UNITRA-DOM na tegorocznych MTP była zorganizowana nowocześnie, umożliwiając zwiedzającym zapoznanie się z całokształtem produkcji zakładów podległych ZPE UNITRA-DOM oraz ich kierunkami rozwojowymi. Obejmowała ona wyroby produkowane seryjnie, cieszące się dużym popytem w kraju oraz eksportowane do wielu krajów, jak również modele nowych urządzeń stanowiących ofertę UNITRY na lata 1980/81.

Całość ekpozycji obejmowała:

- Zestawy muzyczne stereofoniczne Hi-Fi skoordynowane pod względem wzorniczym i konstrukcyjnym, tzw. wieże (slim-line i mini) oraz odbiorniki telewizji kolorowej w ekspozycji typu „ściana".
- Odbiorniki radiofoniczne stereofoniczne i monofoniczne stołowe, przenośne i samochodowe.
- Magnetofony szpulowe i kasetowe Hi-Fi, magnetofony kasetowe stereofoniczne i monofoniczne oraz radiomagnetofony.
- Gramofony stereofoniczne i monofoniczne oraz wzmacniacze.
- Odbiornki telewizji czarno-białej sieciowe i turystyczne oraz bloki i moduły do odbiorników telewizyjnych
- Odbiorniki telewizji kolorowej, kineskopy kolorowe i czarno-białe, ekrany i szkło do kineskopów kolorowych.
- Zestawy głośnikowe, głośniki, mikrofony, słuchawki.
- Kalkulatory, zegarki, organy elektronowe, zestawy nagłośniające, sprzęt telewizji użytkowej.

A oto eksponaty z poszczególnych zakładów.

ZR DIORA

Zestaw muzyczny ZM 1006 typu „wieża" zawierający tuner TSH 113, wzmacniacz WSH 205, magnetofon kasetowy stereofoniczny MSH 101, gramofon G-1100, zestawy głośnikowe ZG-60c.
Zestaw muzyczny ZM 1007 typu „wieża" zawierający urządzenia jw. oraz deck magnetofonu szpulowego M2408 SD.
Zestaw muzyczny slim-line z tunerem TSM 201, wzmacniaczem WSH 302, magnetofonem kasetowym MSH 101 i zestawami głośnikowymi ZG-80c.
Odbiorniki stereofoniczne (Merkury, Zodiak, Amator-Stereo).
Zestaw compact Polonez.
Tunery stereofoniczne Hi-Fi oraz skoordynowane z nimi wzmacniacze.
Odbiorniki monofoniczne (Ślązak, Beskid, Giewont, Akord, Taraban).
Odbiorniki turystyczne (Biwak, Camping).
Odbiornik samochodowy Safari 5.
Radioodtwarzacze samochodowe: monofoniczny Skald i stereofoniczne serii SSS 220.
Magnetofon kasetowy stereofoniczny Hi-Fi MSH 101
Wzmacniacze stereofoniczne Hi-Fi WSH 202, WSH 203, WSH 205, WSH 300.

OBRESPU

Zestaw muzyczny skoordynowany ZM 7000 typu „wieża" zawierający tuner, przedwzmacniacz, korektor charakterystyki, wzmacniacz mocy, magnetofon kasetowy, gramofon, timer, zestawy głośnikowe.
Zestawy muzyczne ZM 8000 typu mini zawierające: tuner AM/FM, wzmacniacze 2 × 25 W, magnetofon kasetowy, zestawy głośnikowe wykonane przez ZR Diora, Fonica ZRK, Tonsil według projektu koncepcyjnego oraz wzorniczego OBRESPU.

ZR RADMOR (podległe ZPPiME ELEKTRON)
Zestaw stereofoniczny mini RZS 5200.
Odbiornik stereofoniczny Radmor 5102.

WZT

Odbiornik telewizji kolorowej Jowisz 04, Jowisz 05, Jowisz Lux w ekspozycji typu „ściana". Seria odbiorników telewizyjnych kolorowych: Jowisz, Jowisz Lux, Jowisz de Lux, Jowisz 701.
Odbiorniki telewizji czarno-białej stołowe (Uran 53, Cygnus 53) oraz **przenośne** (Leo, Vela).

ZR ELTRA

Odbiorniki radiowe turystyczne, jednozakresowe, dwuzakresowe i wielozakresowe (Asia, Lena, Tramp We 100, Major, Irena, Luxor) oraz **radioodbiorniki wysokiej klasy Julia** w wersji stołowej i monofoniczne.
Radiomagnetofony przenośne monofoniczne (Maja i Marta) oraz stereofoniczny Klaudia.

ZRK

Magnetofony szpulowe stereofoniczne Hi-Fi deck M2403 SD, M2408 SD, M3401, SD, M3201 SD oraz ze wzmacniaczami M2405S, M2407S, **magnetofony kasetowe stereofoniczne Hi-Fi** M561 SD, M611 SD, **radiomagnetofony** turystyczne RR 120, RR 220, RB 220, RB 3200.

MAGMOR

Magnetofon szpulowy ZK 140T, magnetofon kasetowy B-133-notes, mechanizm magnetofonu B-130.

LUBARTÓW

Magnetofony kasetowe monofoniczne B-303, B304, magnetofony kasetowe stereofoniczne jako decki oraz ze wzmacniaczami M-531S, M532 SD, M536 SD, M537S.

ŁZR FONICA

Wzmacniacze stereofoniczne Hi-Fi PA-2511, 2514, 3510, 4511; **gramofony stereofoniczne** G-620, G-902, G-1100; **gramofony stereofoniczne ze wzmacniaczami** WG-417, WG-700, WG-900, WG-902, WG-1100 oraz nowa **rodzina gramofonów stereofonicznych Hi-Fi o napędzie bezpośrednim serii G-2000.**

GZR UNIMOR

Odbiorniki telewizyjne czarno-białe stołowe (Neptun 450, Neptun 427, Neptun 427, Neptun 429, Neptun 629, Neptun 653, Neptun 655 oraz przenośne Neptun 150, Neptun 250.
Odbiornik telewizji kolorowej Neptun 301.

BIAZET

Zespoły programujące różnych typów, **bloki i moduły, układy odchylania.**

POLKOLOR

Kineskopy czarno-białe i kolorowe PIL.

OBRTT

System gazety telewizyjnej

TONSIL

Głośniki otwarte i tubowe, **zestawy głośnikowe** kuliste, samochodowe oraz **zestawy Hi-Fi, zestawy mini, mikrofony z osprzętem, słuchawki stereofoniczne.**

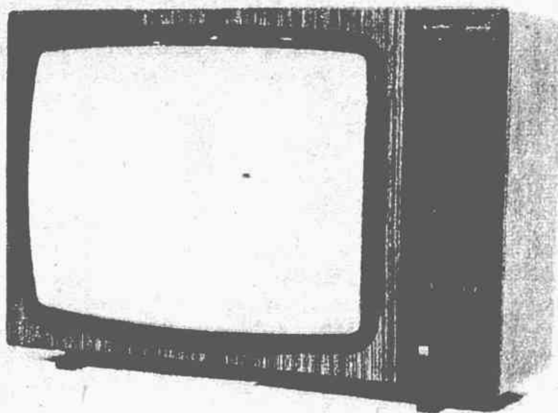
W ekspozycji sprzętu półprofesjonalnego znalazły się m.in. następujące wyroby:

- **magnetowid MTV-50 produkcji ZRK,**
- **organy elektronowe, zestawy nagłośniające i kalkulatury produkcji ZR Eltra**
- **dyskoteka produkcji ŁZR Fonica**
- **kamera kolorowa, monitory kolorowe, system telewizji użytkowej produkcji WZT.**

Poniżej podajemy dane techniczne wyrobów, które były demonstrowane na ostatnich MTP po raz pierwszy lub nie było o nich dotychczas bliższych informacji.

Odbiornik telewizji kolorowej Jowisz TC 701 (WZT) jest przeznaczony do odbioru programów kolorowych w systemie Secam III B opt. i czarno-białych w standardzie OIRT w pasmach UHF i VHF. (fot. 1).

W odbiorniku zastosowano: kineskop kolorowy maskowy PIL o przekątnej ekranu 67 cm (26 cali) i kącie odchylania 110°, głowicę zintegrowaną, programator 5-programowy z przełączaniem sensorowym, dostrajanie do stacji ręczne lub automatyczne, potencjometry suwakowe do regulacji jaskrawości, kontrastu, siły dźwięku, barwy tonów niskich



1

i wysokich, nasycenia koloru oraz gniazda do przyłączenia anteny koncentrycznej, głośnika dodatkowego, słuchawek, magnetofonu. Odbiornik ma wymiary: 780 × 542 × 450 mm i ciężar 38 kg.

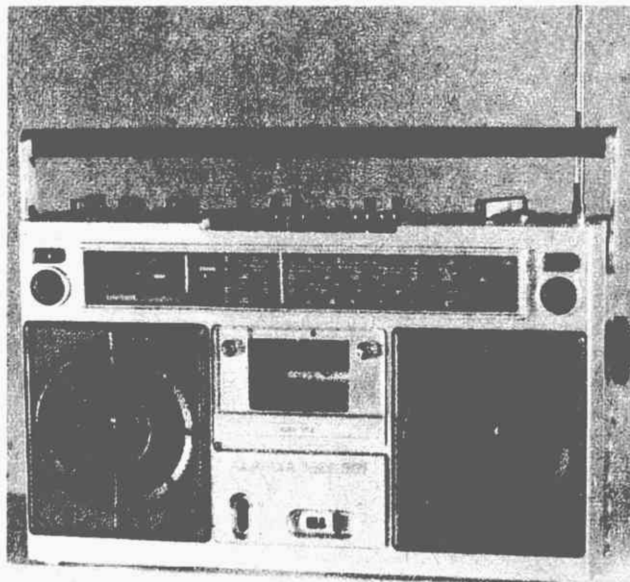
Odbiornik telewizji kolorowej Neptun 301 w obudowie plastykowej (GZR Unimor) o zasilaniu sieciowym jest przeznaczony do odbioru programów kolorowych w systemie Secam III B opt. oraz programów czarno-białych w pasmach VHF (kanały 1–12) i UHF (kanały 21–60) w standardzie OIRT.
Konstrukcję odbiorników oparto wyłącznie na elementach półprzewodnikowych (10 układów scalonych, 24 tranzystory, 50 diod, 1 tyrystor), dzięki czemu uzyskano wysoką niezawodność i dobrą jakość odbioru wizji i fonii.
W odbiorniku zastosowano kineskop kolorowy typu PIL-S4 o przekątnej ekranu 37 cm (14 cali) i kącie odchylania 90°.
Walory użytkowe zwiększono przez wyposażenie odbiornika w programator 4-programowy, antenę teleskopową, gniazdo do przyłączania anteny koncentrycznej dla wszystkich pasm, słuchawek, magnetofonu oraz uchwyt do przenoszenia. Regulację wzmocnienia, kontrastu, jaskrawości, nasycenia koloru zrealizowano za pomocą potencjometrów obrotowych.
Wymiary: 355 × 350 × 300 mm, ciężar 10 kg.

Magnetofon kasetowy stereofoniczny MSH-101 klasy Hi-Fi typu deck w wykonaniu front panel (ZR Diora) jest przystosowany do pracy z trzema rodzajami taśm: FeO_2, FeCr, CrO_2. Magnetofon zawiera szereg nowoczesnych rozwiązań konstrukcyjnych, jak: układ regulacji szumów, dwusilnikowy mechanizm sterowany elektronicznie, przełącznik rodzaju wejścia, dwa niezależne wychyłowe wskaźniki poziomu zapisu, dwie głowice uniwersalne z twardego permalloy'u, ferrytowa głowica kasująca, wejścia do przyłączenia mikrofonu, radia, gramofonu.
Wymiary magnetofonu: 136,5 × 315 × 440 mm, ciężar 7 kg.

Gramofony serii G-2000 (ŁZR Fonica) są urządzeniami stereofonicznymi spełniającymi wymagania norm Hi-Fi, przeznaczonymi do odtwarzania płyt gramofonowych o prędkościach $33^1/_3$ i 45 obr/min.
W gramofonach tych zastosowano następujące rozwiązania:
- nowoczesną konstrukcję napędu talerza (napęd bezpośredni z silnikiem liniowym),
- półautomatyczne sterowanie ramieniem obejmujące powrót ramienia w położenie spoczynkowe i wyłączanie napędu talerza po zakończeniu odtwarzania płyty oraz w czasie odtwarzania przez naciśnięcie przycisku „stop",
- mechaniczny układ wyłącznika końcowego,
- przetwornik magnetyczny typu MF-102,
- stroboskopową regulację prędkości obrotów.

Radiomagnetofon Klaudia (ZR Eltra) jest nowoczesnym, przenośnym zestawem stereofonicznym, zawierającym odbiornik radiowy i magnetofon kasetowy (fot. 2)
Zestaw umożliwia:
- odbiór programów radiowych monofonicznych na zakresach fal długich, średnich, krótkich i ultrakrótkich,
- nagrywanie na magnetofonie kasetowym programów monofonicznych i stereofonicznych z własnego odbiornika i wbudowanych mikrofonów,
- nagrywanie z zewnętrznych źródeł, takich jak: magnetofon, mikrofon, radio, gramofon,
- odtwarzanie nagranych kaset.

Walory użytkowe zestawu uzupełniają: przełącznik dla rodzaju taśm żelazowych, żelazowo-chromowych i chromowych, klawisz pauzy, autostop na końcu taśmy, układ automatycznej regulacji poziomu nagrania, wskaźnik dostrojenia i poziomu baterii, oddzielne regulatory barwy dla tonów niskich i wysokich oraz równoważenia kanałów stereofonicznych, gniazda do przyłączania dodatkowych głośników.
Zasilanie bateryjne 12 V (8 ogniw R-20), sieciowe 220 V.
Wymiary: 410 × 250 × 110 mm, ciężar 7 kg z bateriami.



2

Notatnik kasetowy B-133 Notes (ZMP Magmor) jest przeznaczony do rejestracji i odczytu mowy przy znamionowej prędkości przesuwu taśmy 4,76 mm/s przy użyciu znormalizowanych kaset typu compact z taśmą o nośniku Fe_2O_3. Notatnik jest wyposażony w wbudowany mikrofon, licznik taśmy, automatyczną regulację poziomu zapisu, przełącznik „mowa–muzyka", klawisz stopu chwilowego oraz gniazda do przyłączania radiomagnetofonu i słuchawek.
Znamionowa moc wyjściowa: 0,2 W
Zasilanie: bateryjne 6 V (4 ogniwa LR-6 lub MR-6)
Wymiary: 100 × 150 × 38 mm, ciężar 0,55 kg.

Telewizyjny system przekazywania informacji i selekcji dodatkowych informacji opracowany w OBRTT umożliwia wyświetlanie na ekranach domowych odbiorników telewizyjnych dodatkowych informacji w postaci tekstów (telegazeta, rozkłady jazdy itp.) i uproszczonych rysunków (np. mapa pogody). Objętość informacji będzie wynosić 100 stron



3 *Fot. J. Bankowski*

w każdym kanale telewizyjnym, z których każda informacja będzie zawierać 24 wiersze po 40 znaków. Czas dostępu do informacji wynosi od 5 do 40 sekund przy dowolnym czasie wyświetlania zależnym od życzenia telewidza.
Działanie systemu było demonstrowane na MTP'80 za pomocą odbiornika telewizji kolorowej Jowisz ze zdalnym sterowaniem (fot. 3).

Zbigniew Krysiak

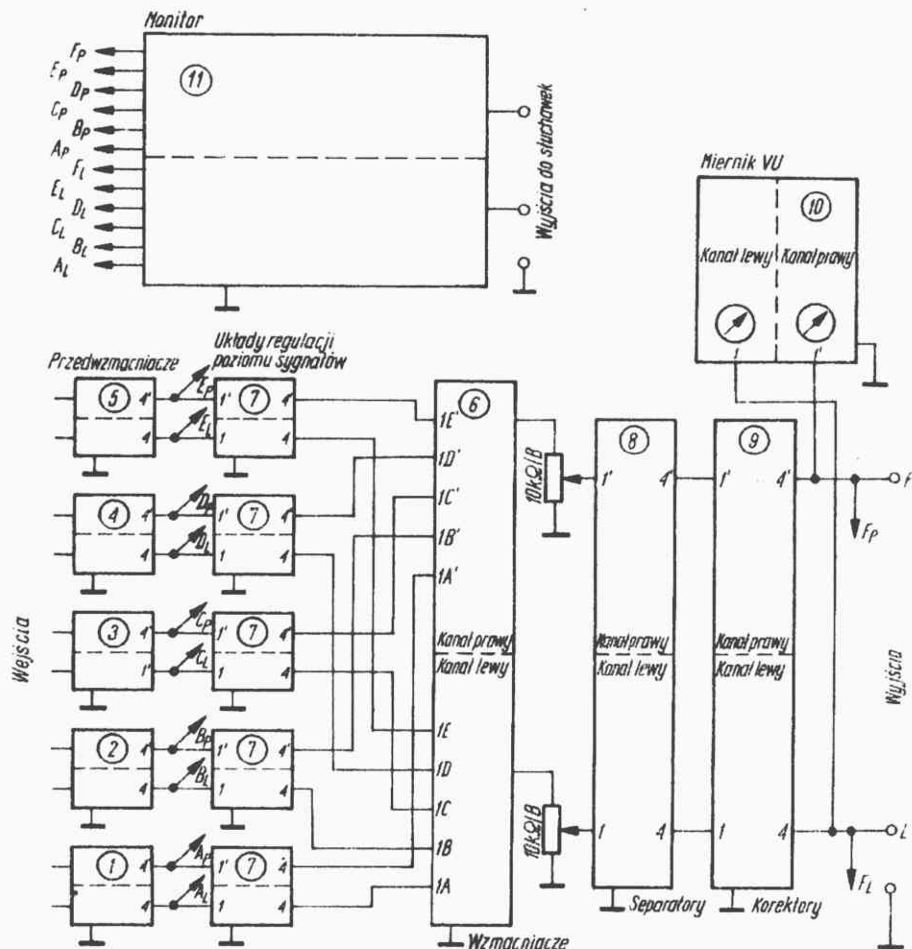
MIKSER STEREOFONICZNY Hi-Fi w WERSJI ROZBUDOWANEJ

mgr inż. TOMASZ ZĘBALSKI

Mikser w wersji podstawowej opisany w nrze 9/1980 r. „Re" można wykonać również w wersji bardziej rozbudowanej stosując: skuteczniejszy układ regulacji poziomu z podwójnymi potencjometrami sprzężonymi (stereofonicznymi), układ regulacji barwy dźwięku, monitor (wzmacniacz podsłuchowy i słuchawki) oraz wskaźnik wysterowania.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy układu miksera w wersji rozbudowanej.

Przy stosowaniu potencjometrów stereofonicznych konieczna jest regulacja zrównoważenia międzykanałowego (balansu), a układ regulacji poziomu wprowadza dodatkowe tłumienie (około 6 dB) związane ze stosowaniem rezystorów R1 i R2 (rys. 2). Potencjometr P1 służy do zgrubnego wyregulowania poziomu audycji, a P3 – do dokładnego. Zastosowanie potencjometru P1 jest bardzo wygodne, gdyż umożliwia on ustawienie znamionowego poziomu sygnału doprowadzanego do potencjometru P3. W związku z tym poziom sygnału na wejściu opisywanego układu może być zmieniany od zera (ślizgacze potencjometru P3 połączone z masą) do poziomu znamionowego (ślizgacze w położeniu przeciwnym do poprzedniego). Potencjometr regulacji zrównoważenia P2 powinien być potencjometrem drutowym, dla zapewnienia dużej separacji międzykanałowej. Można zastosować również odpowiednio przyłączony potencjometr podwójny (stereofoniczny).

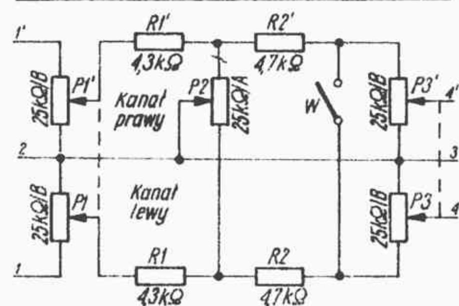


Rys. 1. Schemat blokowy rozbudowanego układu miksera

1 – przedwzmacniacz do gramofonu z wkładką magnetyczną, 2 – przedwzmacniacz do gramofonu z wkładką piezoelektryczną, 3 – przedwzmacniacz do magnetofonu, 4, 5 – przedwzmacniacz do mikrofonu dynamicznego, 6 – wzmacniacz do miksera, 7 – układ regulacji poziomu sygnału (patrz rys. 2), 8 – wtórnik separujący (patrz rys. 3), 9 – układ regulacji barwy (patrz rys. 4), 10 – miernik poziomu wysterowania (patrz rys. 5), 11 – wzmacniacz monitora (patrz rys. 7).

Schematy ideowe układów 1...6 zamieszczono w art. pt. Mikser stereofoniczny Hi-Fi" (nr 9/80 „Re").

Na rysunku nie uwidoczniono zasilania poszczególnych układów. Połączenia mas oraz połączenia gniazd wejściowych i wyjściowych z układem należy wykonać wzorując się na schemacie przedstawionym na rys. 1 (str. 212) nru 9/80 „Re"

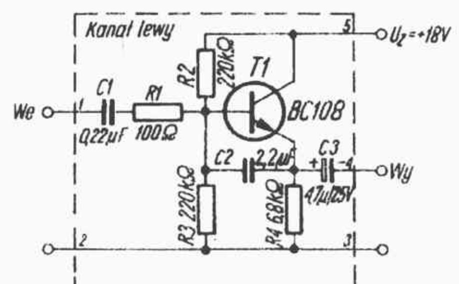


Rys. 2. Układ regulacji poziomu sygnału z potencjometrami stereofonicznymi

P2 – potencjometr regulacji zrównoważenia (balansu)

Wtórnik separujący

W celu separacji wejścia układu regulacji barwy dźwięku od głównych regulatorów poziomu zastosowano typowy wtórnik emiterowy (rys. 3). Aby zapobiec szkodliwym oscylacjom włączono w szereg z bazą tranzystora rezystor R1, a złącze baza-emiter zbocznikowano kondensatorem C2. W układzie zastosowano rezystory typu MŁT 0,125 lub 0,25 W/10%.

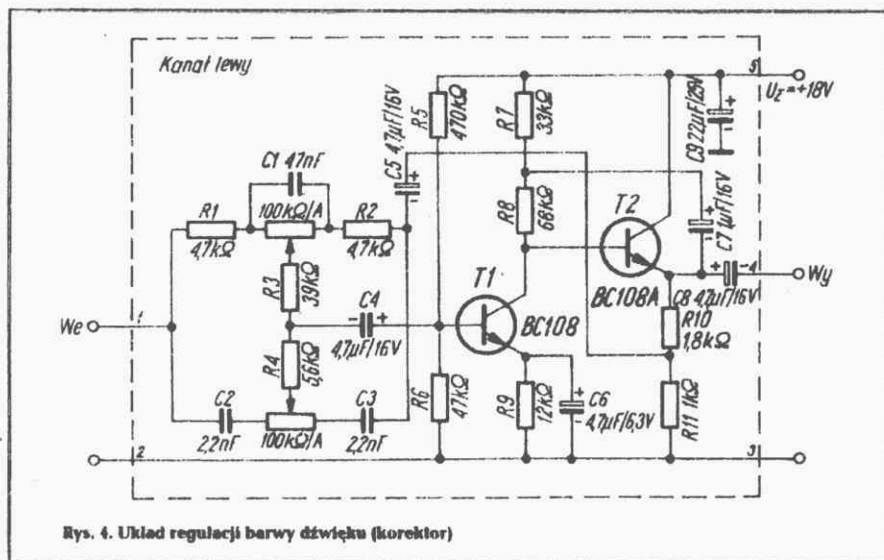


Rys. 3. Separator w układzie wtórnika emiterowego

Układ regulacji barwy dźwięku

Ze względu na tłumienie sygnału w układzie regulacji poziomu konieczne jest zastosowanie układu regulacji barwy, charakteryzującego się wzmocnieniem sygnału o kilka dB (rys. 4). W układzie tym zastosowano typowy mostek RC i dodatkowo układ typu bootstrap.

Dzięki wprowadzeniu w obwodzie emitera tranzystora T2 dzielnika składającego się z rezystorów R10 i R11 jest możliwy



Rys. 4. Układ regulacji barwy dźwięku (korektor)

dobór właściwego wzmocnienia napięciowego sygnału. Wzmocnienie to wynosi (pomiar należy przeprowadzać przy częstotliwościach bliskich 1 kHz):

$$\frac{u_{wy}}{u_{we}} = \frac{R10+R11}{R11} = \frac{1{,}8\ k\Omega + 1\ k\Omega}{1\ k\Omega} = 2{,}8$$

A oto elementy układu regulacji barwy dla jednego kanału stereofonicznego.

Rezystory (wszystkie typu MŁT 0,125 lub 0,25 W 5%)

R1, R2 – 4,7 kΩ	R7 – 33 kΩ
R3 – 39 kΩ	R8 – 68 kΩ
R4 – 5,6 kΩ	R9 – 12 kΩ
R5 – 470 kΩ	R10 – 1,8 kΩ
R6 – 47 kΩ	R11 – 1 kΩ

Kondensatory

C1 – 47 nF styrofl. KSF lub poliestr. MKSE 5%
C2, C3 – 2,2 nF styrofl. KSF 5%
C4, C5, C8 – 4,7 μF/16 V elektrolit.
C6 – 4,7 μF/6,3 V elektrolit.
C7 – 1 μF/16 V elektrolit.
C9 – 22 μF//25 V elektrolit.

Miernik wysterowania typu VU

Urządzeniem bardzo przydatnym w układzie miksera (a także we wzmacniaczach mocy, radioodbiornikach, magnetofonach itp.) jest miernik wysterowania. Umożliwia on ocenę poziomu sygnału i takie ustawienie tego poziomu (za pomocą odpowiednich potencjometrów), aby nie następowało przesterowanie toru elektroakustycznego.

Na rysunku 5 przedstawiono schemat prostego miernika wysterowania. Układ składa się z jednotranzystorowego wzmacniacza oraz detektora (prostownika) diodowego. Dla wyrównania wypadkowej charakterystyki częstotliwościowej układu zastosowano kondensator C3. Charakterystyka napięciowa układu jest charakterystyką logarytmiczną ze względu na wykładniczą charakterystykę prądowo-napięciową diody D1. Dzięki zastosowaniu elementu nieliniowego, tj. diody, podziałka miernika (podana w dB) jest w przybliżeniu liniowa.

Oto podstawowe parametry miernika wysterowania typu VU.

Napięcie zasilania:	18 V
Pobór prądu (układ jednego kanału):	2 mA
Impedancja wejściowa:	6,8 kΩ
Czułość (dla punktu 0 dB na skali miernika):	0,5 V
Pasmo (–3 dB):	40... 20 000 Hz
Nierównomierność charakterystyki w pasmie 0,5...10 kHz:	0,5 dB

Wykaz elementów miernika dla jednego kanału stereofonicznego.

Rezystory (wszystkie typu MŁT 0,125 lub 0,25 W 5%)

R1 – 6,8 kΩ dobierany wg opisu
R2 – 5,6 kΩ

R3 – 240 Ω	R5 – 4,7 kΩ
R4 – 39 kΩ	R6 – 3,6 kΩ

Kondensatory

C1 – 4,7 μF/16 V elektrolit.
C2 – 4,7 μF/6,3 V elektrolit.
C3 – 12 nF styrofl. KSF 5% lub 10 nF MKSE 10%
C4 – 2,2 μF/16 V elektrolit.

Diody

D1 – AAYP37 germanowa, DOG55 lub inna uniwersalna o małej wartości napięcia odcięcia

Tranzystory

T1 – BC108A lub z „Zestawu nr 4 CEMI" w obudowie TM-1 lub TO-92 $h_{FE} \geq 150$ (I_C = 1 mA, U_{CE} = 5 V)

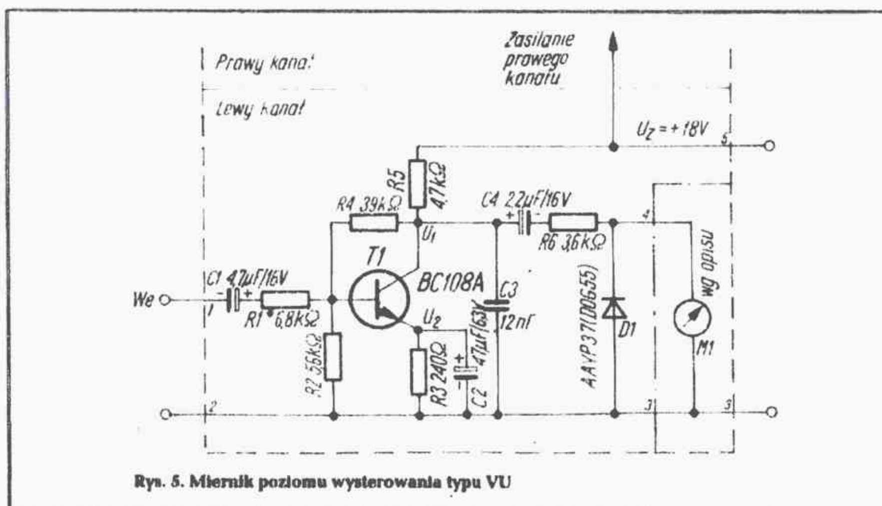
Inne

M1 – mikroamperomierz – wskaźnik wysterowania do magnetofonu ZK-246 model 15250A 650 firmy Sankyo – Japonia lub podobny.

Wszystkie elementy elektroniczne (dla obydwu kanałów stereofonicznych) należy zmontować na płytce montażowej. Jedynie obydwa przyrządy pomiarowe (będące w jednej obudowie) są przeznaczone do umieszczenia na płytce czołowej miksera. Wartości napięć w poszczególnych punktach układu są następujące: U_z = 18 V, U_1 = 8,8 V, U_2 = 0,43 V.

Czasami konieczne jest skorygowanie czułości układu ze względu na rozrzut parametrów diod germanowych lub zastosowanie innego typu miernika (mikroamperomierza). Można to zrobić zmieniając wartość rezystancji R1, przy czym dwukrotne zmniejszenie tej wartości powoduje wzrost czułości układu o ok. 4 dB.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat układu umożliwiającego ustawienie czułości wskaźnika wysterowania (kalibracja). Należy tak ustawić ślizgacz potencjometru P, aby napięcie mierzone woltomierzem miało wartość 0,5 V. Wówczas miernik poziomu powinien wskazać wartość –2 dB (biała skala). Takie wychylenie wskazówki mikroamperomierza jest spowodowane opadaniem charakterystyki



Rys. 5. Miernik poziomu wysterowania typu VU

częstotliwościowej układu dla częstotliwości małych; dla 50 Hz zmniejszenie wychylenia wynosi właśnie ok. -2 dB w stosunku do częstotliwości 1000 Hz. Układ nie jest zbyt wrażliwy na zmiany wartości napięcia zasilania. Zmiana wartości tego napięcia o ±0,2 V powoduje bowiem zmianę czułości o ±0,5 dB.

Rys. 6. Układ pomocniczy do ustalenia czułości miernika poziomu

A oto wykaz elementów dla jednego kanału stereofonicznego.

Rezystory (wszystkie typu MŁT 0,125 lub 0,25 W5%)

R1, R6 – 2,2 kΩ	
R2 – 1,5 kΩ	R7, R9 – 330 Ω
R3 – 150 kΩ	R8 – 270 Ω
R4 – 120 kΩ	R10 – 1,8 kΩ
R5 – 56 kΩ	R11 – 10 kΩ

Kondensatory

C1 – 220 nF poliestr. MKSE
C2 – 100 µF/25 V elektrolit.
C3 – 220 µF/6,3 V elektrolit.
C4 – 100 µF/25 V elektrolit.

Tranzystory

T1, T2 – BC108
T3 – BC211

Inne

P – przełącznik podwójnie sprzężony, sześciopołożeniowy
P1 – 50 kΩ potencjometr podwójny (stereofoniczny) o charakterystyce B.

Zasilacz stabilizowany

Do zasilania układów miksera należy stosować zasilanie bateryjne bądź wykorzystać zasilacz stabilizowany o dobrze skompensowanym napięciu tętnień (np. zasilacz z rys. 8). Układ ten zawiera ogranicznik prądu zwarciowego (tranzystor T5, dioda D5, rezystor R7 – od wartości tego rezystora zależy wartość prądu zwarcia: R7 = 2,2 Ω, I_{Lmax} = 0,5 A, R7 = 11 Ω, I_{Lmax} = 0,1 A). Wszystkie tranzystory, z wyjątkiem tranzystora mocy T6 – 2N3055, są elementami popularnego układu scalonego UL1111. Jeden z tranzystorów (T2) pracuje jako dioda stabilizacyjna o napięciu ok. 6,2 V. Kondensator C4 jest elementem pętli tłumiącej napięcie tętnienia (pętla ta tłumi składową zmienną napięcia wejściowego układu stabilizatora).

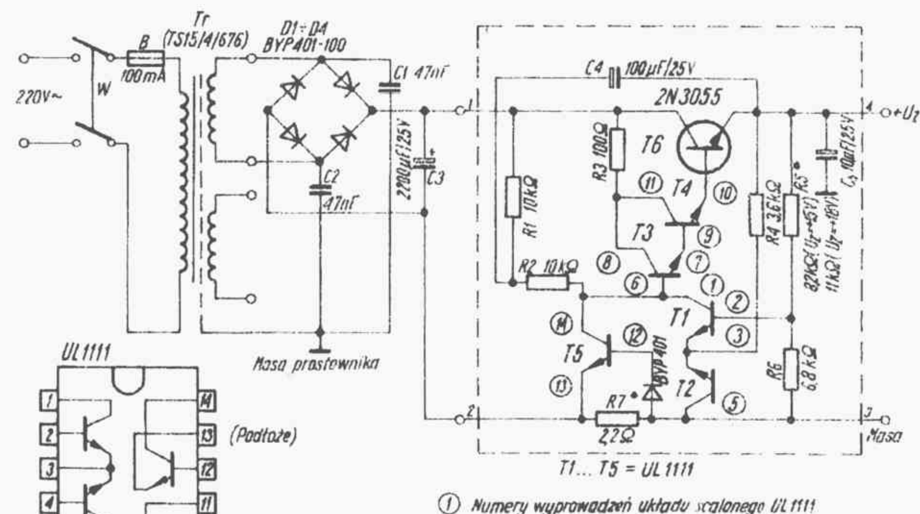
A oto wykaz elementów zasilacza stabilizowanego

Układy scalone
T1...T5 – UL1111

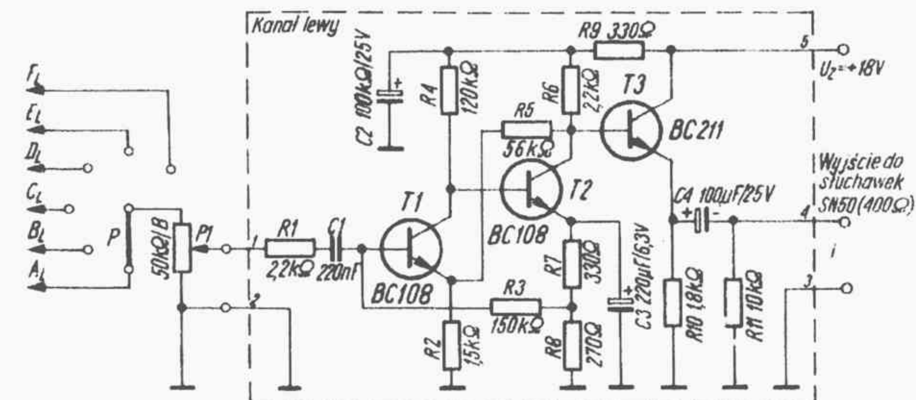
Układ wskaźnika musi być sterowany z wyjścia wtórnika emiterowego, tj. ze źródła impedancji wyjściowej.
Wskazania przyrządu są lepiej widoczne, gdy zastosuje się podświetlenie przyrządu, np. żarówką telefoniczną 24 V/50 mA.

Monitor

Monitor umożliwia kontrolę (podsłuch) sygnału na wyjściu każdego z przedwzmacniaczy, a także na wyjściu całego urządzenia. Umożliwia więc on kontrolę sygnału jeszcze nie zmiksowanego.
Na rys. 7 przedstawiono schemat wzmacniacza-monitora. Składa się on z przedwzmacniaza napięciowego o wzmocnieniu 30 dB oraz wtórnika emiterowego sterującego słuchawki.
W opisywanym urządzeniu zastosowano słuchawki SN-50/2 × 400 Ω.



Rys. 8. Schemat zasilacza stabilizowanego z kompensacją napięcia tętnień



Rys. 7. Schemat wzmacniacza-monitora przystosowanego do słuchawek SN-50 lub innych o impedancji 200...400 Ω

Rezystory
R1, R2 – 10 kΩ
R3 – 100 kΩ
R4 – 3,6 kΩ
R5 – 8,2 kΩ (dla U_Z = +15 V) lub 11 kΩ (dla U_Z = +18 V)
R6 – 6,8 kΩ
R7 – 2,2 Ω drutowy (dla I_{Lmax} = 0,5 A)

Diody
D1...D5 – BYP401-100

Kondensatory
C1, C2 – 47 nF poliestrowe MKSE lub ferroelektryczne
C3 – 2200 µF/25 V elektrolit.
C4 – 100 µF/25 V elektrolit.

Inne

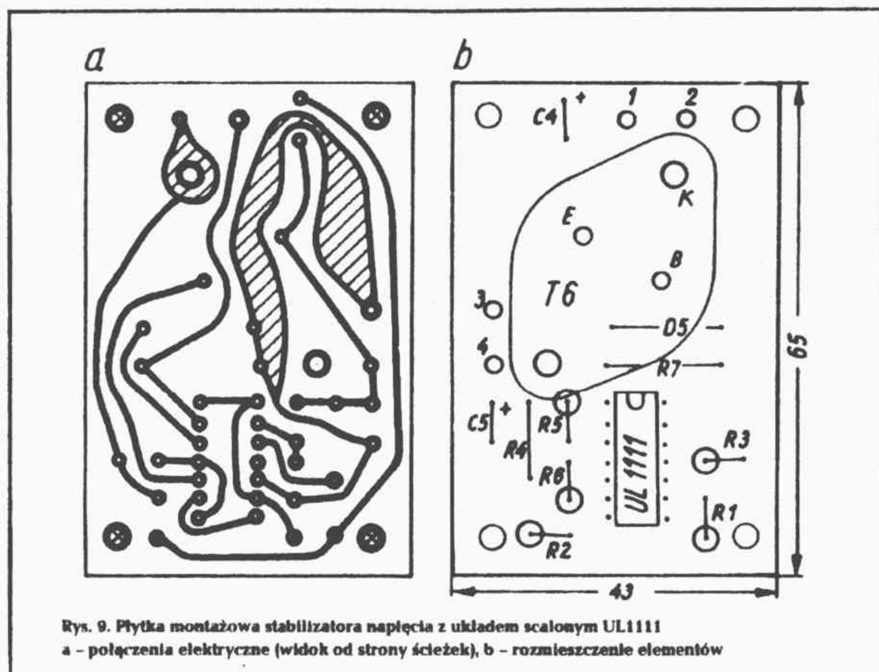
Tr – transformator o mocy 15 VA i napięciu uzwoj. wtórnego 20 V lub TS15/4/676 (patrz uwagi w tekście).

Transformator, zespół diod prostowniczych oraz kondensator filtru C3 powinny być zamocowane do płytki izolacyjnej, do której jest przymocowana również płytka stabilizatora (projekt tej ostatniej płytki przedstawiono na rys. 9). Należy zwrócić uwagę, że okładzina ujemna kondensatora C3 nie jest połączona z masą miksera (szeregowo do masy jest włączony rezystor R7). Ekran elektrostatyczny transformatora jest połączony z masą stabilizatora.

Stosując transformator TS 15/4/676 nie można uzyskać większej od 15 V wartości napięcia stabilizowanego, ze względu na zbyt małą wartość napięcia uzwojenia wtórnego tego transformatora. Jednakże wszystkie układy miksera mogą być zasilane takim napięciem bez znacznego pogorszenia wartości parametrów. Dla transformatorów jw. i napięcia U_Z = 15 V, należy dobrać wartość rezystora R5 w zakresie 6,8...9,1 kΩ, a jeżeli założona maksymalna wartość prądu pobieranego z zasilacza wynosi 0,4...0,5 A, można zamiast rezystora R7, włączyć zworę i nie stosować diody D5 tylko dla transformatora jw. Oszczędza się w ten sposób spadek napięcia na rezystorze R7, co znacznie poprawia jakość stabilizacji napięcia przy dużych obciążeniach zasilacza. Prąd zwarciowy układu wynosi w tym przypadku ok. 2 A, co przy krótkotrwałym zwarciu nie powoduje zniszczenia układu, oczywiście pod warunkiem, że tranzystorem T6 jest tranzystor 2N3055 lub podobny.

Stosując transformator o napięciu uzwojenia wtórnego 20 V można bez trudu uzyskać właściwą stabilizację napięcia o wartości U_Z = +18 V.

Maksymalna wartość napięcia wyjściowego stabilizatora nie powinna być większa od 18 V, chyba że zamiast układu scalonego UL1111 zastosuje się tranzystory wytrzymujące większe napięcie, np. typu BC107 (przyczyną tego są ograniczenia napięciowe tranzystorów zawartych w układzie UL1111).

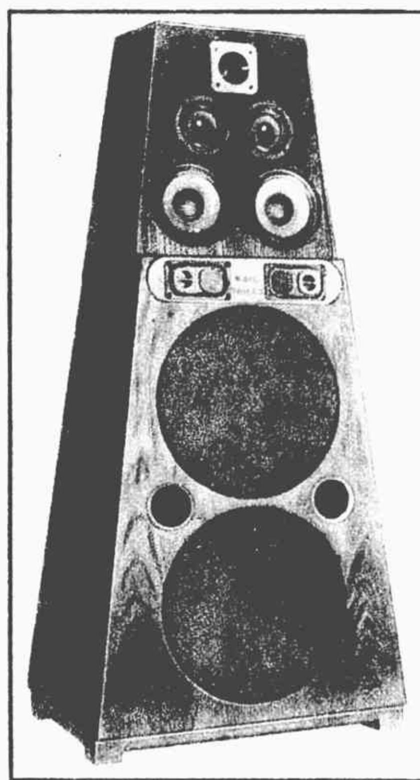


Rys. 9. Płytka montażowa stabilizatora napięcia z układem scalonym UL1111
a – połączenia elektryczne (widok od strony ścieżek), b – rozmieszczenie elementów

ZESTAW DYSKOTEKOWY 120 W

Norweska wytwórnia głośników SEAS dostarcza zestawy (KIT) przeznaczone do zmontowania w obudowie wykonanej we własnym zakresie, a wśród nich także zespół dyskotekowy o mocy 120 W. Obudowa w kształcie ściętej piramidy ma tę zaletę, że jej ściany nie są do siebie równoległe i mają mniejszą skłonność do silnie zaznaczonych rezonansów. Wykonanie dobrej obudowy jest więc łatwiejsze. Obudowa ma oddzieloną komorę o objętości 100 dcm^3, w której mieszczą się dwa głośniki niskotonowe (Ø 30 cm). W tej komorze wykonano dwa dobrze widoczne na rysunku otwory. Wysokość obudowy – 1250 mm, największa szerokość – 580 mm, największa głębokość – 348 mm.

Zastosowano dwa wysokosprawne głośniki niskotonowe o mocy 60 W każdy, dwa głośniki średniotonowe o mocy 15 W każdy, dwa membranowe głośniki wysokotonowe i jeden wysokotonowy głośnik tubowy. Częstotliwości podziału są następujące: 900, 2500, 6000 Hz. Pasmo przetwarzane – 40...20 000 Hz. Dzięki zastosowaniu głośników o dużej sprawności, efektywność zespołu wynosi 100 dB. Jest to istotne w przypadku zespołów dyskotekowych, bowiem konieczne jest uzyskanie znacznego natężenia dźwięku w pomieszczeniu o dużej objętości.



Wydaje się, że wzorując się na przedstawionym zespole głośnikowym, można wykonać podobny zestaw przy zastosowaniu głośników krajowych. Uproszczenie konstrukcji można uzyskać przez ograniczenie się do układu trójdrożnego przy częstotliwościach podziału 1000 i 6000 Hz.

R.T.

SPROSTOWANIE

W numerze 7-8/80 w artykule pt. „Oscyloskop tranzystorowy" należy uzupełnić i poprawić na rys. 1 i 2 wartości następujących elementów:
- rezystor R11 = 47 kΩ;
- rezystor R28 połączony z kolektorem tranzystora T8 = 22 Ω;
- rezystor R33 połączony z emiterem tranzystora T10 = 5,6 kΩ;
- rezystor R48 połączony z bazą T13 = 82 kΩ.

Za powyższe błędy przepraszamy Autora i Czytelników.

Redakcja

ZASTOSOWANIE UKŁADU SCALONEGO ULY7741N

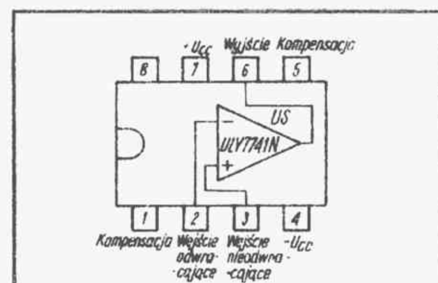
mgr inż. JULIAN JĘDRZEJ BRUSZEWSKI

Produkowany od niedawna w NPCP-CEMI wzmacniacz operacyjny ogólnego przeznaczenia typu ULY7741N jest odpowiednikiem wzmacniacza operacyjnego μA741C, produkowanego obecnie pod różnymi nazwami przez prawie wszystkie firmy wytwarzające analogowe układy scalone. Wzmacniacz ten jest od wielu lat podstawowym, najpowszechniej stosowanym wzmacniaczem operacyjnym i nie wymaga żadnej zewnętrznej kompensacji częstotliwości. Ma również wewnętrzne zabezpieczenie przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu wyjściowego, zarówno przy dodatnim jak i przy ujemnym napięciu wyjściowym.

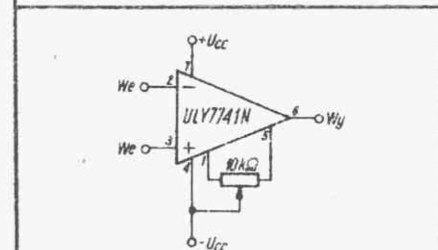
Na rysunku 1 przedstawiono schemat rozmieszczenia wyprowadzeń układu scalonego ULY7741N, natomiast na rys. 2 – sposób kompensacji napięcia niezrównoważenia.

Wzmacniacze operacyjne są stosowane przede wszystkim w układach profesjonalnych, jednak ich cechy, takie jak: bardzo duże wzmocnienie napięciowe, szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości, dwa wejścia, nieodwracające i odwracające, duża rezystancja wejściowa powodują, że są one użyteczne w praktyce amatorskiej.

Poniżej omówiono kilka ciekawszych przykładów zastosowań wzmacniacza operacyjnego ULY7741N.



Rys. 1. Schemat rozmieszczenia wyprowadzeń układu scalonego ULY7741N



Rys. 2. Sposób kompensacji napięcia niezrównoważenia

ŚWIATŁOMIERZ DO CIEMNI FOTOGRAFICZNEJ

Urządzenie, którego schemat przedstawiono na rys. 3, umożliwia pomiar czasu potrzebnego do naświetlania papieru fotograficznego. Fotorezystor F wraz z potencjometrami R1 i R2 tworzy układ mostkowy zasilany napięciem 9 V. Napięcie z mostka jest doprowadzane do wejścia wzmacniacza operacyjnego, który wzmacnia różnicę napięć wejścia odwracającego i nieodwracającego. Gdy mostek jest zrównoważony, świeci dioda elektroluminescencyjna D1. Oświetlenie fotorezystora F powoduje naruszenie równowagi i powstanie napięcia proporcjonalnego do natężenia oświetlenia, powodując zgaśnięcie diody D1. Za pomocą potencjometru R1 doprowadza się powtórnie mostek do równowagi, co objawia się ponownym zaświeceniem diody D1.

Elementy R3, C1 tworzą filtr dolnoprzepustowy. Skala potencjometru R1 jest wycechowana w wartościach czasu naświetlania.

Zróżnicowanie czułości papieru fotograficznego uwzględnia się przez odpowiednie nastawienie potencjometrem R2, którego skala zawiera odpowiednie znaczniki. Obie skale wykreśla się naświetlając paski testowe papieru fotograficznego.

Parametry fotorezystora F

Rezystancja „ciemna": ≤ 150 MΩ

Rezystancja przy oświetleniu: 45 kΩ (50 lx), 2,5 kΩ (100 lx)

Maksymalna czułość dla promieniowania o długości fali: 575 nm.

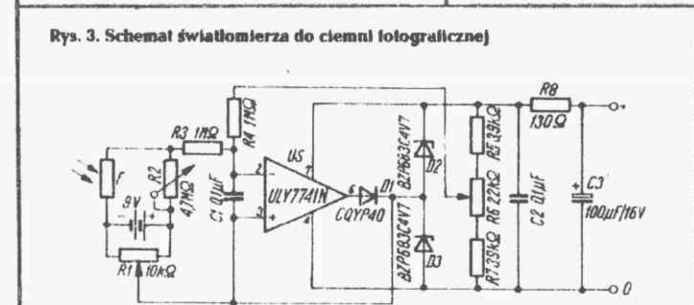
REGULATOR TEMPERATURY DO CIEMNI FOTOGRAFICZNEJ (rys. 4)

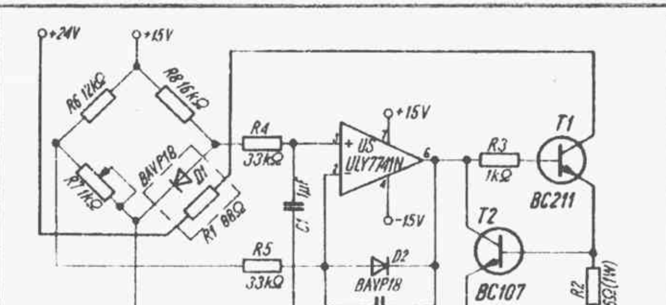
W zakresie temperatur od –55° do +125°C dioda krzemowa może służyć jako tani czujnik temperatury o bardzo dobrej liniowości i wysokiej czułości. Współczynnik temperatury diody krzemowej spolaryzowanej w kierunku przewodzenia jest dokładnie określony i wynosi –2,2 mV/°C. Stosując układ mostkowy złożony z rezystorów R6, R7, R8 oraz czujnika temperatury – diody krzemowej D1 i wzmacniacza operacyjnego, pracującego w konfiguracji wzmacniacza różnicowego, możemy uzyskać precyzyjną kontrolę temperatury roztworu, np. wywoływacza.

Dioda D1 w szklanej obudowie z zabezpieczonymi przed wpływem wilgoci końcówkami, jest zanurzona w roztworze, którego temperaturę kontrolujemy.

W roztworze zanurzono również element grzejny – rezystor R1. Powinien on być również zabezpieczony przed wpływem wilgoci, np. przez umieszczenie w szklanej rurce. Kiedy temperatura roztworu jest za niska w stosunku do żądanej, na wyjściu wzmacniacza operacyjnego występuje napięcie około +14 V, co powoduje nasycenie tranzystora T1. Wywołuje to przepływ prądu przez element grzejny – rezystor R1. Kiedy temperatura roztworu jest zbyt wysoka w stosunku do żądanej, na wyjściu wzmacniacza występuje napięcie bliskie zera, które powoduje zatkanie tranzystora T1 i wyłączenie elementu grzejnego R1. Napięcie wyjściowe bliskie zera uzyskuje się dzięki obecności diody D2, która zapobiega przejściu

Rys. 3. Schemat światłomierza do ciemni fotograficznej





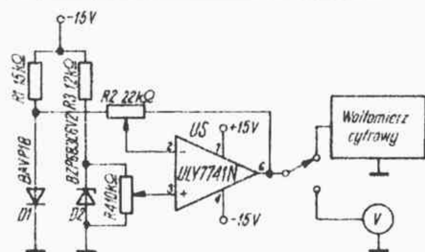
Rys. 4. Schemat regulatora temperatury do ciemni fotograficznej

R1 – nawinięte drutem rezystywnym (grzejnik)

wzmacniacza operacyjnego do stanu ujemnego. Tranzystor T2 ogranicza natężenie prądu, który może płynąć przez tranzystor T1 (dla tego układu maksymalny prąd wynosi 375 mA). Żądaną temperaturę ustawia się przez regulację potencjometrem R7 wyskalowanym w stopniach Celsjusza.

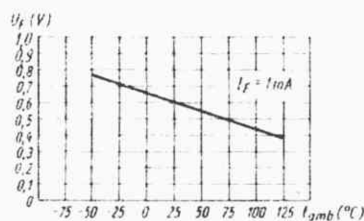
UKŁAD DO POMIARU TEMPERATURY

Również w układzie do pomiaru temperatury (rys. 5) jest wykorzystywana liniowa zależność współczynnika temperaturowego diody krzemowej spolaryzowanej w kierunku przewodzenia. Czujnikiem temperatury jest dioda D1.



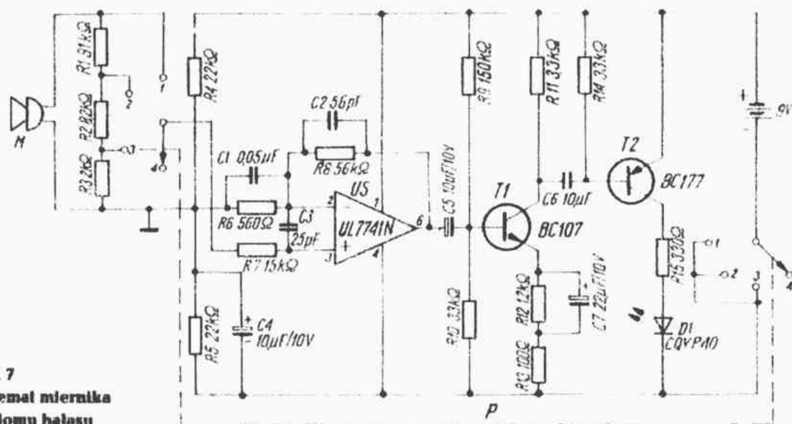
Rys. 5. Schemat układu do pomiaru temperatury

Układ scalony ULY7741N pracuje w konfiguracji wzmacniacza różnicowego o wzmocnieniu regulowanym potencjometrem R2. Dioda Zenera D2 o współczynniku temperaturowym bliskim zera służy jako źródło napięcia wzorcowego. Skalowania układu dokonuje się potencjometrem R2 zmieniając wzmocnienie układu tak, aby przyrostowi temperatury o 1°C odpowiadała zmiana napięcia wyjściowego wzmacniacza np. o 10 mV lub



Rys. 6. Charakterystyka napięcia przewodzenia diody BAVP18 w funkcji temperatury

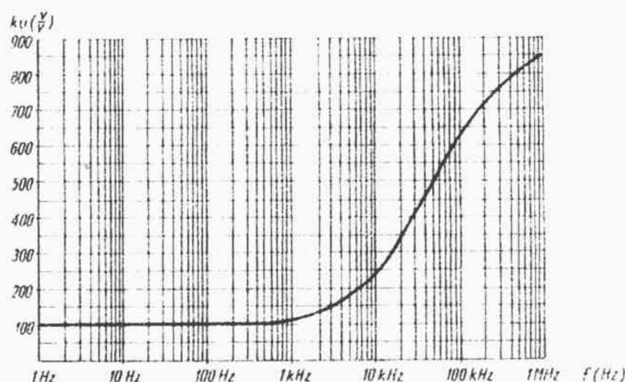
100 mV. Następnie przeprowadza się kalibrację układu w temperaturze 0°C. W tym celu potencjometrem R4 reguluje się napięcie wyjściowe wzmacniacza tak, aby w temperaturze 0°C napięcie na wyjściu wzmacniacza było równe 0 V. Odpowiednie przeskalowanie i kalibracja układu umożliwia odczyt temperatury bezpośrednio w stopniach, na woltomierzu cyfrowym lub wychyłowym.
Na rysunku 6 uwidoczniono charakterystykę zależności napięcia przewodzenia diody BAVP18 w funkcji temperatury.



Rys. 7 Schemat miernika poziomu hałasu

MIERNIK POZIOMU HAŁASU

Urządzenie (rys. 7) umożliwia za pomocą wskaźnika optycznego określenie poziomu hałasu w pomieszczeniu.
Układ scalony pracuje w konfiguracji wzmacniacza nieodwracającego.
Wzmocnienie napięciowe układu jest zależne od częstotliwości, ponieważ zastosowano w pętli sprzężenia zwrotnego elementy impedancyjne (równoległe połączenie kondensatorów z rezystorami). Kształtowania charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości dokonuje się w celu zapewnienia równomiernego wzmocnienia całego widma szumowego w szerokim zakresie częstotliwości (hałas jest typowym sygnałem szumowym).
Wzmacniacz operacyjny ULY7741N jest zasilany niesymetrycznie z pojedynczego źródła napięcia. Masa układu jest ustalona dzielnikiem rezystorowym R4, R5 na potencjale +4,5 V. Rezystory R1, R2, R3 tworzą regulowany dzielnik napięcia służący do zmiany stopnia podziału napięcia otrzymywanego z mikrofonu krystalicznego M.
Tranzystor T1 pracuje jako wzmacniacz sygnałów zmiennych, natomiast tranzystor T2 pracuje w konfiguracji dyskryminatora napięcia. Gdy amplituda napięcia na rezystorze R14 przekroczy 0,6 V, tranzystor T2 włączy się, powodując zaświecenie diody sygnalizacyjnej D1.
Pomiar poziomu hałasu jest przeprowadzany w następujący sposób. Jeżeli bada się hałas w sypialni przy pozycji 1 przełącznika zakresów i w trakcie próby zaświeci się dioda elektroluminescencyjna



Rys. 8. Charakterystyka wzmocnienia napięciowego w funkcji częstotliwości

D1, oznacza to, że pokój jest zbyt hałaśliwy do spania. Jeżeli bada się hałas w pomieszczeniu biurowym lub przeznaczonym do nauki i w pozycji 2 przełącznika zakresów zaświeci się dioda D1, świadczy to, że poziom hałasu w pomieszczeniu negatywnie oddziałuje na koncentrację uwagi w czasie pracy lub nauki. Jeżeli przy pozycji 3 przełącznika zakresów zaświeci się dioda D1, świadczy to o nadmiernym poziomie hałasu w danym pomieszczeniu. W układzie można zastosować mikrofon krystaliczny dowolnego typu.
Na rysunku 8 przedstawiono przebieg charakterystyki wzmocnienia układu w funkcji i częstotliwości.

LITERATURA

1. „Electronics" nr 29/1971, 19/1972.
2. „Elementary Electronics" nr 7–8/1972.
3. „Fotoelektronik", Franzis-Verlag 1975.

KONWERTER NA PASMO 160 M

ANDRZEJ PELCZAR SP9ADU

Udostępnienie polskim krótkofalowcom pasma 160 m spowodowało znaczne zainteresowanie pracą w tym pasmie. Uchwała końcowa WARC-79 przyznająca część tego pasma do wyłącznej dyspozycji amatorów niewątpliwie zainteresowanie to jeszcze zwiększy.

Pewne problemy powstają przy odbiorze w przypadku posiadania odbiornika pasmowego, pokrywającego tylko wycinki pasm amatorskich 3,5...28 MHz. Najprostszym rozwiązaniem jest wówczas zbudowanie odpowiedniego konwertera.

Opisany niżej i wypróbowany konwerter można polecić zarówno początkującym jak i zaawansowanym, krótkofalowcom. Przy niewielkich zmianach, na podobnych zasadach można budować konwertery na inne, np. nowoprzyznane przez WARC-79 pasma 30, 17 i 12 m.

Opisany konwerter stanowi część zestawu transceivera telegraficznego 20 W, w pełni stranzystorowanego. Przy stosunkowo niewielkich nakładach układ zapewnia stosunkowo dobre parametry użytkowe, odpowiadające aktualnym wymaganiom techniki odbiorczej w krótkofalarstwie. Mając na uwadze początkujących amatorów zostanie szerzej omówiony układ konwertera i jego uruchamianie.

OPIS UKŁADU

Schemat konwertera przedstawiono na rysunku 1.

Na wejściu znajduje się filtr pasmowy 1750...1950 kHz, którego zadaniem jest wytłumienie pasma lustrzanego 9,05...9,25 MHz ($F_{osc}+F_{pośr.cz.}$), zapobieganie bezpośredniemu przenikaniu przez wejście konwertera pasma pośr.cz. 3,55...3,75 MHz oraz stłumienie silnych sygnałów pozapasmowych ze szczególnym uwzględnieniem lokalnej stacji średniofalowej oraz stacji, których różnica częstotliwości rzędu 3,7 MHz spowoduje niepożądane produkty mieszania.

Uzyskane parametry tłumienia zależą od dobroci cewek i staranności zestrojenia; przy przeciętnym wykonaniu wynoszą one ok. 50 dB (rys. 2), co odpowiada parametrom odbiorników średniej klasy transceivera fabrycznego.

Parametry filtru są zachowane tylko przy właściwym (tj. 75 Ω) obciążeniu anteną, dlatego też zalecany jest stroik antenowy przy używaniu niedopasowanej anteny, np. typu „long wire". Filtr sprzężony jest z mieszaczem przez dzielnik pojemnościowy składający się z kondensatora C4 i pojemności wejściowej tranzystora T1 (około 4 pF).

Rys. 2. Charakterystyka przenoszenia filtru wejściowego konwertera
a - przebieg całkowity, b - przebieg tłumienia wierzchołka

Rys. 1. Schemat konwertera 160 m
T1 - dowolny tranzystor FET, np. BF244, BF245, BF256, BFW10, 2SK41E itp.; T2 - dowolny tranzystor n-p-n, np. BC107, BF520 itp.; Dł - 23 zwoje drutu Ø 0,1 mm CuE na rdzeniu ferrytowym F1001, Ø 4×14 mm

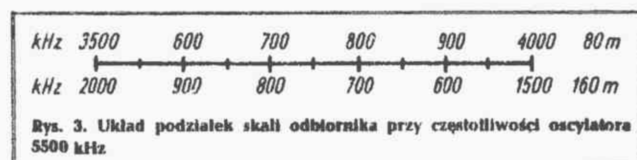
Zastosowanie mieszacza z tranzystorem polowym (FET) o liczbie szumów ok. 6 dB umożliwiło rezygnację ze wzmacniacza w.cz., co dodatkowo poprawiło zakres dynamiki konwertera. Poziom szumów atmosferyczno-jonosferycznych w pasmie 160 m praktycznie nie spada poniżej ok. 30 dB i stosowanie niskoszumnych przedwzmacniaczy jest bezcelowe, gdyż nie zwiększają one czułości, a wymagane wzmocnienie lepiej osiągnąć po filtrze kwarcowym, tj. w torze pośr.cz. lub m.cz.

Mieszacz pracuje w układzie przemiany jednobramkowej. Doprowadzanie sygnału z oscylatora do bramki mieszacza jest korzystne w uproszczonych konwerterach ze względu na praktyczny brak obciążenia i zachowanie sinusoidalnego kształtu przebiegu w.cz. oscylatora. Umożliwia to pobieranie sygnału wprost z obwodu drgającego oscylatora bez potrzeby stosowania rozbudowanego układu separatorów, wzmacniacza i filtracji harmonicznych oscylatora.

W drenie mieszacza znajduje się obwód nastrojony na środek pasma wyjściowego (w modelu 3,5 MHz). Obwód ten powinien mieć niezbyt dużą dobroć (Q ≅ 18) uzyskaną przez tłumienie dobieranym rezystorem R4 – nie tylko, aby zapewnić odpowiednią szerokopasmowość (rzędu 200 kHz), ale przede wszystkim, aby wzmocnienie mieszacza nie było zbyt duże, gdyż pogorszyłoby to jego zakres dynamiki.

Oscylator w konwerterze to klasyczny Seiler z wartościami LC dobranymi do jego częstotliwości 5,5 MHz. Znacznie lepsza byłaby oczywiście stabilizacja kwarcem, ale w braku odpowiedniego rezonatora z zadowalającym rezultatem stosować można obwód LC. Po kilkuminutowym włączaniu urządzenia zmiany częstotliwości nie przekraczają kilkudziesięciu Hz w ciągu godziny przy stałej temperaturze otoczenia. Nie obserwuje się tu „przeciągania" częstotliwości oscylatora LC silnymi sygnałami wejściowymi, natomiast zmienia się ona nieco przy dostrajaniu obwodów wejściowych. Po ewentualnym zdobyciu rezonatora kwarcowego o częstotliwości około 5,5 MHz można nim zastąpić obwód LC bez żadnych zmian układowych.

Przy częstotliwości oscylatora dokładnie 5500 kHz otrzymuje się skalowanie zakresu 1,5...2,0 MHz zgodne ze skalowaniem zakresu 3,5...4,0 MHz, lecz biegnące w przeciwną stronę, jak to przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Układ podziałek skali odbiornika przy częstotliwości oscylatora 5500 kHz

Stosunkowo łatwe do nabycia są rezonatory kwarcowe o częstotliwości zbliżonej (np. 5,3 lub 5,7 MHz), a niektóre ich egzemplarze dają się sprowadzić bez trudności do oscylacji dokładnie na częstotliwości 5,500 MHz przez szeregowe włączanie z kwarcem dobranej pojemności (kondensator) lub indukcyjności (cewka).

WYKONANIE I URUCHOMIENIE

Płytkę drukowaną z rozmieszczeniem elementów przedstawiono na rysunkach 4 i 5. Dobór elementów nie jest krytyczny. Cewki filtru pasmowego oraz L4 najlepiej wykonać na rdzeniach pierścieniowych F80 Ø 10×4 mm, a w razie ich braku można zastosować korpusy Ø 7 mm z rdzeniami odbiorników telewizyjnych.

Dane techniczne cewek są następujące:

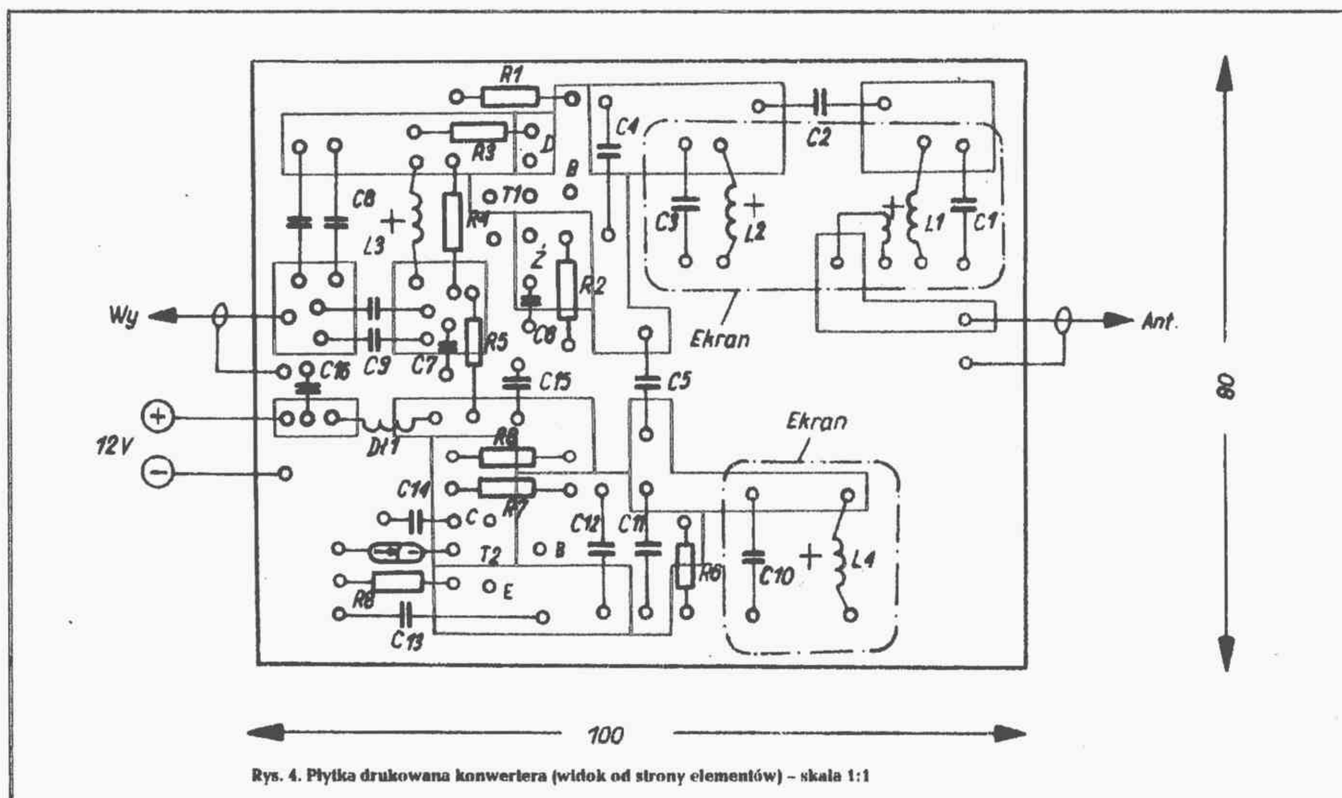
L1a, L2 – 28 μH; 32 zwoje drutu Ø 0,2 mm CuE na rdzeniu pierścieniowym F80, Ø 10×4 mm.

L1b – 2 zwoje drutu Ø 0,3 mm CuE na cewce L1a od strony masy.

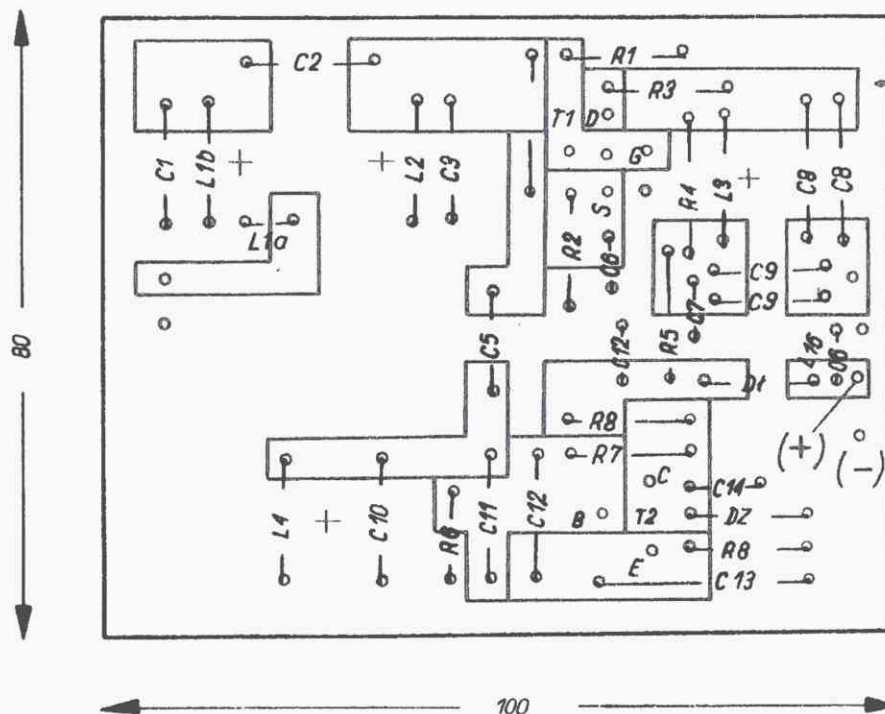
L3 – 9 μH; 18 zwojów drutu o średnicy i na rdzeniu jak L1a.

L4 – 7 μH; 30 zwojów drutu Ø 0,2 mm CuE na korpusie Ø 7 mm z rdzeniem (z odbiornika TV).

Układ jest powtarzalny i jego uruchomienie nie powinno nastręczyć trudności nawet początkującemu amatorowi. Pierwsza czynność – to kontrola częstotliwości oscylatora za pomocą GDO lub odbiornika (nawet radiofonicznego). W przy-



Rys. 4. Płytka drukowana konwertera (widok od strony elementów) – skala 1:1



Rys. 5. Widok płytki montażowej od strony druku (skala 1:1)

padku oscylatora kwarcowego w razie trudności z wzbudzeniem kwarcu należy zwiększyć wartości kondensatorów C12 i C13. Rezonatory typu HC6U oscylują bez kłopotów, natomiast niektóre stare kwarce demobilowe są mniej aktywne.

Po dołączeniu kablem współosiowym współpracującego odbiornika i ustawieniu go na środek pasma odbieranego, np. 3,7 MHz przy odłączonym oscylatorze stroimy obwód drenu mieszacza rdzeniem cewki L3 na maksimum szumu. Obwód powinien stroić się dość płasko, pokrywając szumem zakres 200 kHz z nieznacznym spadkiem na krańcach, a szum nie powinien być zbyt duży. W razie potrzeby zmniejsza się wartość rezystora R4 tłumiąc silniej obwód. Przy silniejszym stłumieniu wzmocnienie mieszacza spada, w związku z tym szum słabnie – są to objawy normalne.

W przypadku braku wyraźnego szumu (co może świadczyć o małej czułości odbiornika współpracującego) doprowadza się do bazy mieszacza pomocniczy sygnał z generatora szumów lub sygnał 3,7 MHz z generatora sygnałowego.

Wstępne zestrojenie filtru pasmowego polega na ustawieniu częstotliwości obydwu obwodów na 1,85 MHz przy odłączonym kondensatorze sprzęgającym C3. W przypadku zastosowania pierścieniowych rdzeni ferrytowych reguluje się częstotliwość liczbą zwojów i ich zgęszczaniem na rdzeniu, kontrolując częstotliwość rezonansu za pomocą GDO. Można oczywiście zastosować zamiast kondensatorów C1 i C2 trymery co ułatwi strojenie filtru.

Po ponownym włączeniu oscylatora i doprowadzeniu do wejścia konwertera sygnału z generatora szumów (75 Ω) lub generatora sygnałowego (75 Ω), korygujemy ewentualnie częstotliwości obwodów filtru pasmowego na maksimum słyszalności przy ustawieniu odbiornika współpracującego na środek pasma, a następnie doborem kondensatora sprzęgającego C3 uzyskujemy wymaganą szerokopasmowość 1750... 1950 kHz. Przy cewkach na rdzeniach pierścieniowych F80 o wartości Q ≅ 200 kondensator ten powinien mieć wartość około 25 pF; przy cewkach na rdzeniach TV o Q = 80 – około 50 pF.

W razie braku wyżej wymienionych generatorów zestrojenie filtru wejściowego może być z dobrym rezultatem wykonane przy zamknięciu wejścia konwertera rezystorem 75 Ω i zbliżeniu do niego cewki oscylującego GDO.

W przypadku stosowania oscylatora LC należy skorygować jego częstotliwość, gdyż strojenie obwodów wejściowych zmienia nieco częstotliwość jego oscylacji.

Konwerter powinien być starannie zaekranowany, aby sygnały z pasma pośr.cz. (80 m) nie przedostawały się z anteny bezpośrednio do obwodu wyjściowego lub przez przewody zasilania do mieszacza konwertera. Dlatego też przewód zasilania ma filitrację w.cz., w skład której wchodzą kondensator przepustowy C17 oraz dławik Dł1 z kondensatorami C15 i C16. Dławik ma przypadkowo bardzo korzystny własny rezonans równoległy w pobliżu 3,7 MHz. Oczywiście odbiornik współpracujący musi być równie dobrze ekranowany (filtracja w.cz. zasilania, słuchawek, itp.) tak, aby bez anteny nie odbierał żadnych stacji z zakresu 3,5 MHz.

PODSTAWOWE PARAMETRY KONWERTERA

Liczba szumów: około 8 dB

Czułość przy współpracy z odbiornikiem i o selektywności 2,7 kHz:

- sygnał wyczuwalny A1 – 0,05 μV
- dla 10 dB S + N/N – 0,3 μV

Tłumienie częstotliwości lustrzanych: min. 58 dB

Tłumienie przesłuchu pośr.cz.: min. 50 dB

Stabilność:

- z oscylatorem kwarcowym 15 Hz/godz.
- z oscylatorem LC 10 minut po włączeniu 200 Hz/godz.

} przy stałej temperaturze i stałym napięciu zasilania

Wzmocnienie całkowite: 7 dB

Selektywność wejścia: patrz rys. 2

Pobór prądu: 12 mA przy 12 V

Impedancja wejściowa i wyjściowa: 75 Ω

Parametry dynamiczne (intermodulacje, blokowanie, modulacja skrośna) nie zostały pomierzone z powodu braku odpowiednich urządzeń pomiarowych.

SCALONE UKŁADY ZEGARÓW W ZASTOSOWANIACH

inż. JANUSZ REZLER

Niskie ceny scalonych układów, szczególnie tych, które wykonano w technologii P-MOS, oraz ich duża uniwersalność predysponuje je do budowy elektronicznych zegarów stołowych. Zegary takie mają w porównaniu z zegarami zbudowanymi z elementów TTL wiele zalet, wśród których najważniejszymi są:

- możliwość prostego zrealizowania zasilania buforowego (pobór prądu rzędu 5...10 mA – bez wskaźników),
- prosty układ zegara oraz obsługa.

Najłatwiej dostępne i najtańsze scalone układy zegarów przystosowane do wykorzystywania impulsów o częstotliwości sieci zasilającej 50 lub 60 Hz (jako impulsów wzorcowych) zawierają wewnętrzny układ budzika wytwarzający w zaprogramowanym czasie zmodulowany sygnał częstotliwości akustycznej. Typowymi reprezentantami tej grupy układów scalonych są: MK50250, MM5316, MM5375.

Problemy, które mogą wyniknąć przy budowie takiego zegara, sprowadzają się do:

1. transformacji sygnałów z wyjść scalonego układu zegara do poziomów wymaganych przez zastosowane wskaźniki;
2. zapewnienia impulsów o częstotliwości wzorcowej 50 Hz (lub 60 Hz) oraz odpowiednim kształcie i amplitudzie;
3. zapewnienia warunków dla poprawnej pracy zegara przy zanikach napięcia w sieci zasilającej;
4. możliwości sterowania (włączania) urządzeń o zaprogramowanym czasie.

Problem przedstawiony w punkcie 2 związany jest ze znacznym stałym odchyleniem częstotliwości krajowej sieci zasilającej od 50 Hz, co powoduje w zegarze stałe opóźnianie się, na ogół większe od 10 minut na dobę. Problem ten występuje szczególnie ostro w przypadku gotowych zegarów przywiezionych z zagranicy i wykorzystujących sieć zasilającą jako źródło impulsów wzorcowych. Zegary te wymagają zainstalowania generatora impulsów wzorcowych 50 Hz (omówionego w dalszej części artykułu).

Transformacja sygnałów z wyjść scalonych układów zegarów

Transformacja sygnałów jest zbędna, jeżeli zastosuje się układ połączeń proponowany przez producenta scalonego układu zegara. Ponieważ jednak zdobycie na naszym rynku wszystkich komponentów takiego układu jest bardzo trudne, konstruktor zegara zmuszony jest najczęściej do dopasowania posiadanego scalonego układu zegara i wskaźników za pomocą układu złożonego z dyskretnych elementów czynnych i biernych. W większości przypadków scalone układy zegarów są przeznaczone do bezpośredniej współpracy z jednym określonym rodzajem wskaźników 7-segmentowych: ciekłokrystalicznych (LCD), fluorescencyjnych lub jarzeniowych. Sterowane pole wskaźnikowe może być złożone z czterech (godziny, minuty) lub sześciu wskaźników 7-segmentowych.

Wskaźniki ciekłokrystaliczne są mało przydatne do sterowania sekwencyjnego i scalone układy zegarów dla nich mają wiele wyprowadzeń do sterowania indywidualnego każdym segmentem pola wskaźnikowego przez cały czas („Re" nr 4/80, str. 101, rys. 7).

Wskaźniki fluorescencyjne, jarzeniowe (i LED) nadają się do sterowania sekwencyjnego (ze względu na swoją dużą szybkość działania), a przeznaczone do sterowania nimi scalone układy zegarów mają mniej wyprowadzeń, gdyż wszystkie segmenty są sterowane wspólnie (7 wyprowadzeń) z rozdziałem czasowym realizowanym na elektrodach zbiorczych wskaźników (dodatkowo 4 lub 6 wyprowadzeń).

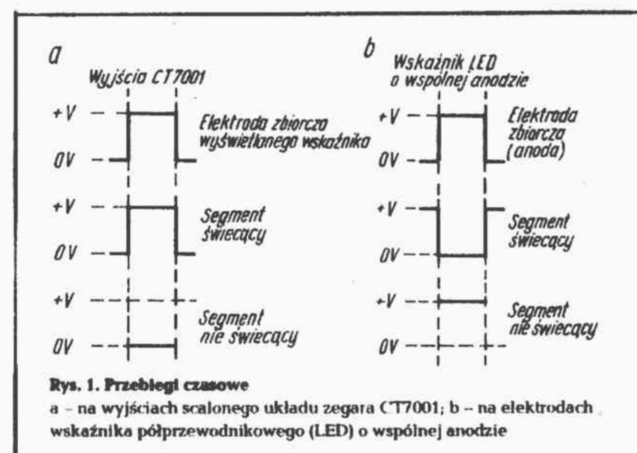
Przy tym sposobie sterowania wskaźników wybierane są kolejno jedna po drugiej ich wspólne elektrody, a na ich segmenty są doprowadzane sygnały odpowiednie dla wybranego w danej chwili wskaźnika. Przykład takiego sterowania przedstawiono w nrze 4/80 „Re", str. 97, rys. 4.

Należy zauważyć, że ze scalonego układu zegara przeznaczonego do sterowania wskaźnikami ciekłokrystalicznymi można sterować (po dobudowaniu odpowiednich wzmacniaczy) również wskaźnikami fluorescencyjnymi, półprzewodnikowymi (LED) oraz jarzeniowymi.

Amplitudy sygnałów na wyjściach scalonych układów zegarowych są na ogół bardzo duże (prawie pełny zakres napięcia zasilającego), tak że dla sterowania wskaźników należy zastosować jedynie wzmacniacze prądu.

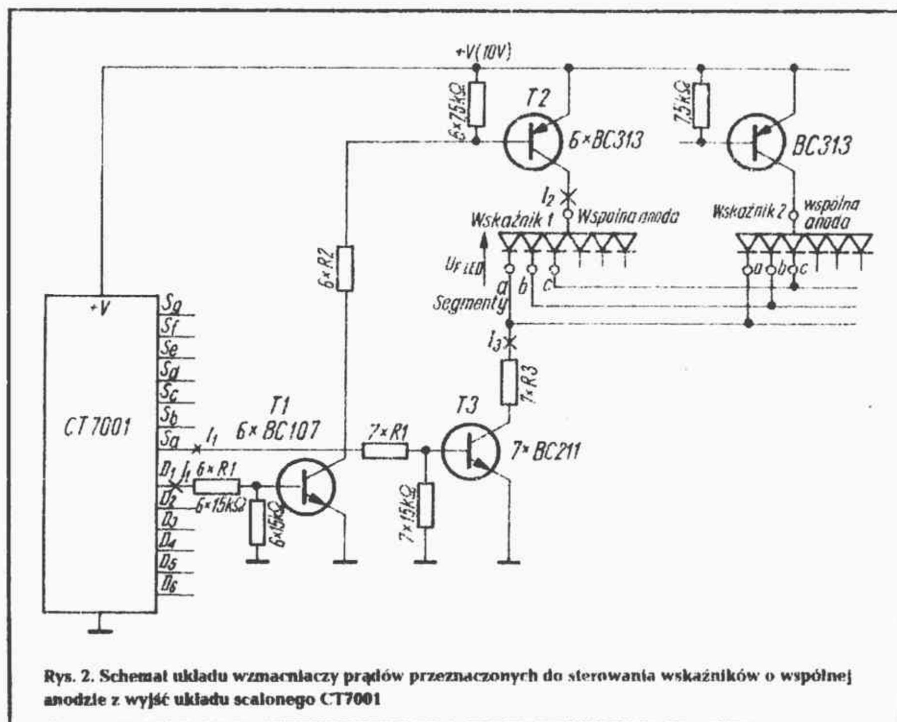
Wzmacniacze realizujące dopasowanie prądowe sygnałów z wyjść scalonego układu zegara do wymagań zastosowanego wskaźnika muszą również zapewniać dopasowanie faz tych sygnałów. Wzmacniacze te ze względu na duże amplitudy sygnałów na wyjściach scalonych układów zegarowych pracują jako klucze tranzystorowe lub rzadziej (gdy nie należy zmieniać fazy sygnału wyjściowego) jako wtórniki napięcia.

Transformację sygnałów omówimy na przykładzie scalonego układu zegara CT7001 firmy MOSTEK, przeznaczonego do bezpośredniego sterowania wskaźników fluorescencyjnych (patrz „Re" nr 5/80, str. 114, rys. 10), który powinien wysterować wskaźniki półprzewodnikowe LED o wspólnej anodzie (produkowane w Polsce).



Rys. 1. Przebiegi czasowe
a – na wyjściach scalonego układu zegara CT7001; b – na elektrodach wskaźnika półprzewodnikowego (LED) o wspólnej anodzie

Fakt bezpośredniego sterowania sekwencyjnego wskaźnika fluorescencyjnego definiuje fazę przebiegów segmentowych i sterujących wspólnymi elektrodami (rys. 1a). Natomiast wskaźnik o wspólnej anodzie, który chcemy zastosować, wymaga przebiegu napięć przedstawionego na rys. 1b (przebiegi



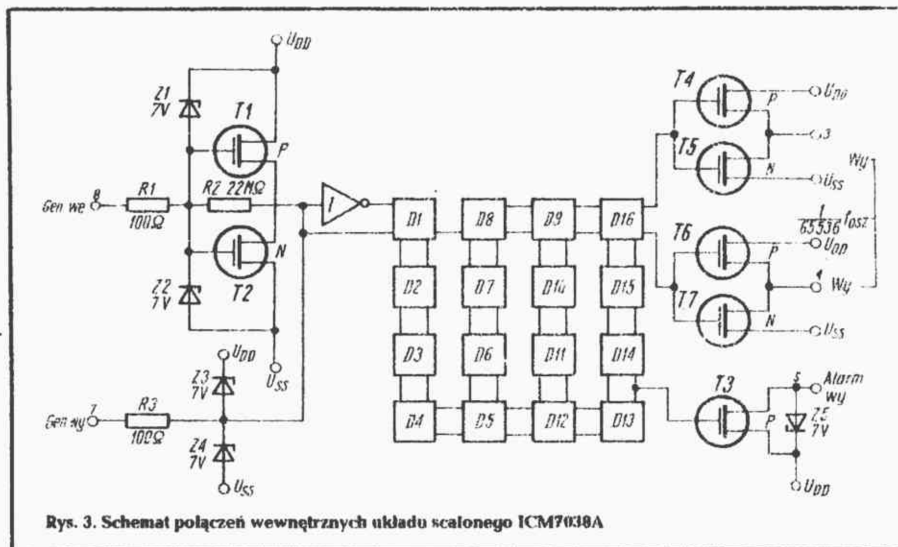
Rys. 2. Schemat układu wzmacniaczy prądów przeznaczonych do sterowania wskaźników o wspólnej anodzie z wyjść układu scalonego CT7001

te wynikają z kierunku przepływu prądów między wspólną anodą i katodami – segmentami). Z analizy tych rysunków wynikają wnioski ustalające parametry fazowe układów wzmacniających.

Wzmacniacze sygnałów sterujących segmentami wskaźnika powinny odwracać fazę (klucze tranzystorowe), natomiast wzmacniacze sygnałów sterujących elektrody centralnej nie powinny odwracać fazy (lub odwracać ją parzystą liczbę razy).

Przyjmując średni prąd płynący przez segment wskaźnika o wartości 15 mA oraz zakładając wyświetlanie sześciu wskaźników (godziny, minuty, sekundy) i pamiętając o impulsowej pracy każdego z pojedynczych wskaźników (współczynnik wypełnienia 1/6) otrzymuje się chwilową wartość prądu płynącego przez segment $I_3 = 6 \cdot I_{śr} = 90$ mA oraz przez centralną elektrodę $I_2 = 7 \cdot I_3 = 630$ mA (dla świecących wszystkich siedmiu segmentów) – oznaczenia na rys. 2.

Nie popełni się zbyt wielkiego błędu zakładając, że prąd z wyjść scalonego układu zegara może osiągać wartości od 2...5 mA (oscyloskopem można dokonać dokładnego pomiaru rezystancji wyjściowej).



Rys. 3. Schemat połączeń wewnętrznych układu scalonego ICM7038A

Wartości koniecznego wzmocnienia prądowego narzucają konieczność zastosowania podwójnego wzmacniacza prądu centralnej elektrody przy spełnionym warunku nieodwracania fazy oraz pojedynczego stopnia wzmacniacza (układ klucza tranzystorowego), jeżeli są tranzystory o wzmocnieniu przekraczającym 30 (przy $U_{CE} \leqslant 0,5$ V).

Schemat układu przedstawiono na rys. 2

Wartości rezystorów oblicza się ze wzorów:

$$R1 = \frac{U_{wy} - U_{BE}}{I_{1max}} = \frac{(10-1)\ V}{3\ mA} = 3\ k\Omega$$

przy czym:

$$U_{wy} \cong \sim V\ (10\ V)$$

U_{BE} dla tranzystora T1 lub T3 $\leqslant$ ~1 V
$I_{1max} = 2...5$ mA

$$R2 = \frac{(+V) - U_{BET2} - U_{CET1}}{\dfrac{I_2}{h_{21ET2}}} = \frac{10-1-0,4}{\dfrac{630\ mA}{20}} = \frac{8,6\ V}{31,5\ mA} = 270\ \Omega$$

$$R3 = \frac{(+V) - U_{CET2} - U_{FLED} - U_{CET3}}{I_3} = \frac{(10-0,6-1,6-0,4)\ V}{90\ mA} = \frac{7,4\ V}{0,09\ A} = 82\ \Omega$$

Układy generacji impulsów o częstotliwości wzorcowej 50 Hz

Ze względu na wymaganą dokładność pracy zegara, dokładność i stabilność częstotliwości wzorcowej 50 Hz nie powinna być gorsza niż ($10^{-5}...10^{-6}$). Mogą ją zapewnić w zasadzie jedynie generatory kwarcowe współpracujące z odpowiednim cyfrowym dzielnikiem częstotliwości.

Ze względu na nieznaczne wahania temperatury pokojowej mogą być zastosowane kwarce o częstotliwości już od 30 kHz. W większości przypadków (z wyjątkiem układów na rys. 6, 7) częstotliwość zastosowanych kwarców powinna być podzielna bez reszty przez 50 (z uwzględnieniem możliwości niewielkiego przestrojenia generatora kwarcowego wynoszącego maksymalnie 100 ppm). Można również wykorzystać istniejące w większości scalonych układów zegarów wejście selekcyjne 50/60 Hz i ustawić nim dzielniki wewnętrzne tak, aby były dopasowane do częstotliwości wejściowej 60 Hz. Może to ułatwić dobór odpowiedniego kwarcu, którego częstotliwość w tym przypadku powinna być bez reszty podzielna przez 60.

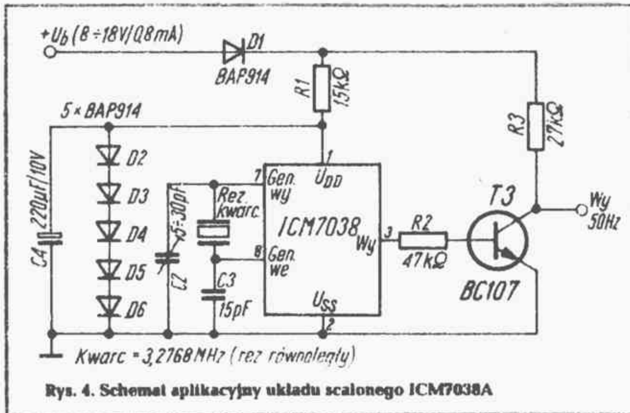
Najwygodniejszym rozwiązaniem jest zastosowanie gotowego produkowanego układu scalonego przeznaczonego do takiego właśnie celu.

Na rysunku 3 przedstawiono schemat wewnętrzny układu scalonego ICM7038A produkowanego w technologii C-MOS przez firmę Intersil. Zawiera on 16-stopniowy binarny dzielnik częstotliwości, elementy czynne generatora (T1, T2), wyjściowe stopnie buforowe (T4, T5 i T6, T7) oraz wyjściowy stopień buforowy

częstotliwości akustycznej 400 Hz (T3). Układ ten wymaga (dla uzyskania na wyjściu impulsów o częstotliwości 50 Hz) zastosowania kwarcu o częstotliwości znamionowej:
$f = 50\ Hz \cdot 2^{16} = 50 \cdot 65536 = 3,2768\ MHz$.

Schemat połączeń układu generującego impulsy wzorcowe 50 Hz do bezpośredniego sterowania scalonym układem zegara przedstawiono na rys. 4.

Kondensatory C2 i C3 razem z rezonatorem kwarcowym zapewniają dodatnie sprzężenie zwrotne w generatorze.



Rys. 4. Schemat aplikacyjny układu scalonego ICM7038A

Diody D1...D6 wraz z rezystorem R1 zabezpieczają układ scalony przed nadmiernym wzrostem napięcia zasilającego, zaś dioda D1 – przed napięciem o odwrotnej polaryzacji.

Tranzystor T3 (pracujący jako klucz tranzystorowy) zwiększa amplitudę sygnału wyjściowego do prawie pełnej wartości napięcia zasilającego, co umożliwia bezpośrednie sterowanie wejściem impulsów wzorcowych scalonego układu zegara.

Wadą takiego rozwiązania jest trudna dostępność tego typu układów scalonych oraz kwarcu (nie ma żadnych możliwości, aby z tym układem scalonym współpracować mogły kwarce o innych częstotliwościach niż $f1 = 2^{16} \cdot 50$ Hz lub $f2 = 2^{16} \cdot 60$ Hz). Bardziej uniwersalny jest układ przedstawiony na rys. 5.

Zastosowany układ scalony CD4040-RCA (odpowiednik, np. MC1 4040 firmy Motorola) zawiera 12-stopniowy binarny dzielnik częstotliwości z możliwością zerowania (wejście 11), który z kwarcem o częstotliwości 100 kHz wytwarza sygnał 50 Hz.

Diody D1 do D6, rezystor R1 i kondensator C1 są połączone w sposób umożliwiający wyzerowanie dzielnika częstotliwości przy wystąpieniu iloczynu „1" na wyjściach Q5, Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, (odpowiednio $2^4, 2^6, 2^7, 2^8, 2^9, 2^{10}$), co po zsumowaniu daje w wyniku liczbę podziału 2000.

Układ umożliwia zastosowanie kwarców o maksymalnych częstotliwościach $f1 = 2^{12} \cdot 50$ Hz = 204,8 kHz lub $f2 = 2^{12} \cdot 60$ Hz = 245,76 kHz.

Przykładowo wybierając dowolny kwarc z podanego zakresu, np. 155 kHz i decydując się na częstotliwość wyjściową 50 Hz, otrzyma się z ich podzielenia wymagany stopień podziału częstotliwości 3100. Dokonując dwójkowego rozkładu tej liczby otrzyma się:

$$3100 = 2048+1024+16+8+4 = 2^{11}+2^{10}+2^4+2^3+2^2.$$

Odpowiada to sprzężeniu pięciu diod włączonych (rys. 5) do wyjść układu scalonego (odpowiednio Q12, Q11, Q5, Q4 i Q3).

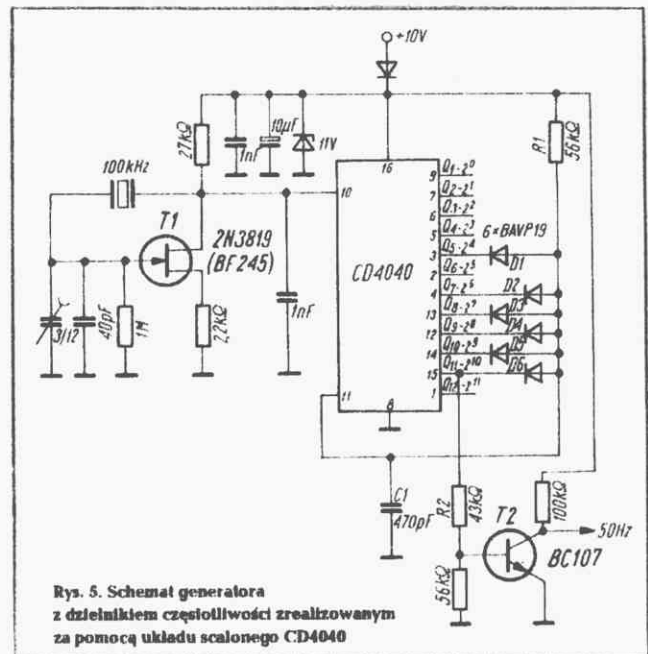
Natomiast rezystor R2 umożliwiający wyprowadzenie sygnału o częstotliwości wynikowej dołącza się zawsze do wyjścia, którego częstotliwość bez układu diodowego jest mniejsza (najbliższa) od żądanej częstotliwości wyjściowej. W naszym przykładzie odpowiada to jedynie możliwemu dołączeniu rezystora R2 do wyprowadzenia Q12 (37,84 Hz bez układu diod)*).

Podobnie działający układ, zrealizowany z łatwiej dostępnych elementów (UCY7474N lub SN74L74N) przedstawiono na rys. 6. Układ zawiera binarny 12-stopniowy dzielnik częstotliwości. Układ tak zaprojektowano, że licznik (dzielnik) zalicza wstecz (odejmuje impulsy). Zmiana stanów wyjść licznika z zer na jedynki pociąga za sobą powstanie w punkcie A impulsu zerującego, który jest wykorzystywany do wstępnego ustalenia zawartości licznika (wyzerowania pewnych wyjść).

Zbędne jest w takim układzie rejestrowanie wybranego stanu licznika (dzielnika) za pomocą diod, tak jak na rys. 5.

Dla częstotliwości kwarcu z poprzedniego przykładu (155 kHz) i identycznego stopnia podziału częstotliwości (3100) należy dokonać sprzężeń do wejść ustawiających, oznaczonych $2^9, 2^8, 2^7, 2^6, 2^5, 2^2$ (odpowiada to „zgubieniu" 996 stanów koniecznemu przy zmniejszaniu stopnia podziału z 4096 do 3100).

Układ przy wykonaniu go z elementów UCY7474N pobiera około 100 mA przy 5 V, natomiast dla elementów SN74L74N – około 10 mA. W układzie z rys. 6 zastosowano kwarc 100 kHz. Bardzo popularny i tani, produkowany seryjnie do zegarków naręcznych kwarc o częstotliwości 32 768 Hz = (2^{15}) ze względu na niepodzielność swojej częstotliwości przez 50 (lub 60) nie nadawałby się do zastosowania w opisanych poprzednio układach.



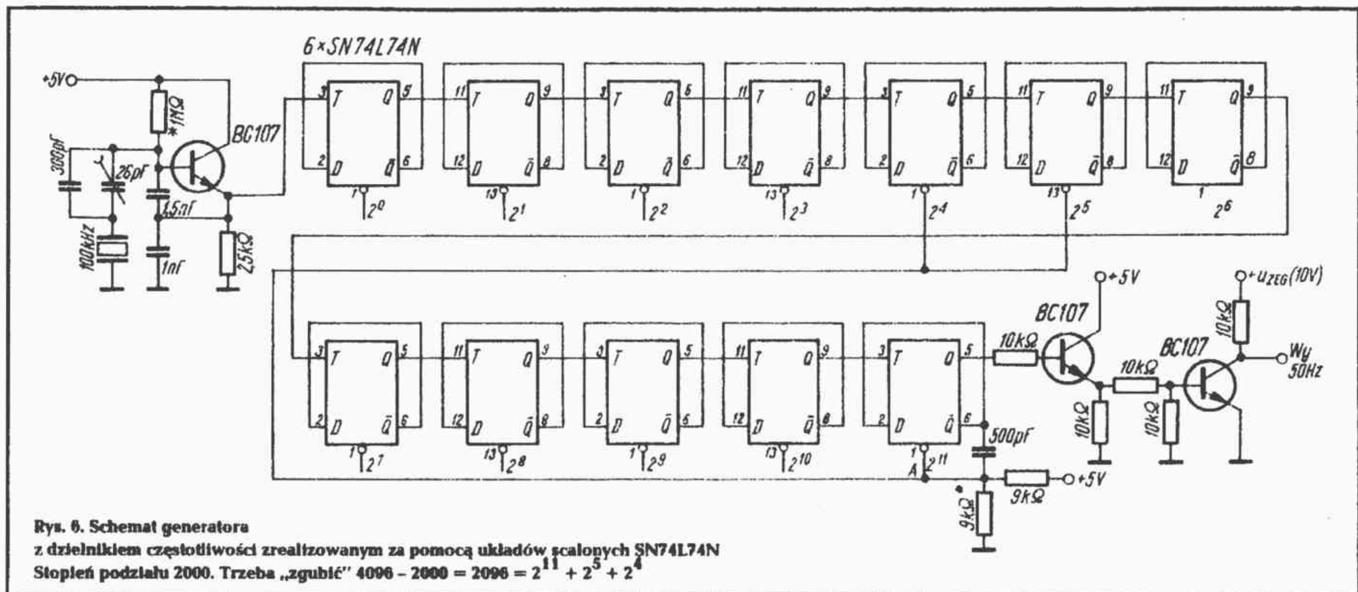
Rys. 5. Schemat generatora z dzielnikiem częstotliwości zrealizowanym za pomocą układu scalonego CD4040

Dzięki układowi przedstawionemu na rys. 7 można uzyskać na wyjściu (D) ciąg impulsów zawierający dokładnie 50 impulsów na sekundę o przebiegu przedstawionym na rys. 8.

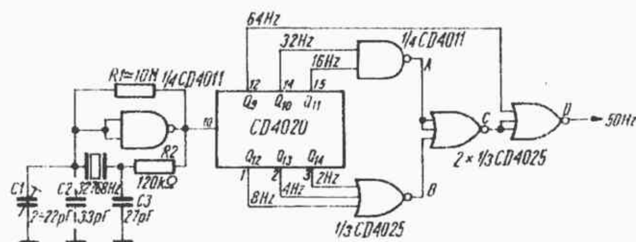
Układ przedstawiony na rys. 7 składa się z: klasycznego generatora kwarcowego z dzieloną pojemnością, zrealizowanego za pomocą elementów C1, C2, C3, R1, R2, 1/4 CD 4011 oraz kwarcu 32 768 Hz, dzielnika częstotliwości CD4020 o czternastu binarnych stopniach, układu kombinacyjnego realizującego sumy oraz iloczyn impulsów o częstotliwościach 2...64 Hz.

Impulsy wyjściowe są formowane z impulsów o częstotliwości 64 Hz, z których co czwarty jest pomijany (dawałoby to 48

*) $155\,000 : 2^{12} = 37,84$ Hz



Rys. 6. Schemat generatora z dzielnikiem częstotliwości zrealizowanym za pomocą układów scalonych SN74L74N
Stopień podziału 2000. Trzeba „zgubić" 4096 – 2000 = 2096 = $2^{11} + 2^5 + 2^4$



Rys. 7. Schemat generatora z dzielnikiem częstotliwości przeznaczonym do współpracy z kwarcem o częstotliwości 32 768 Hz

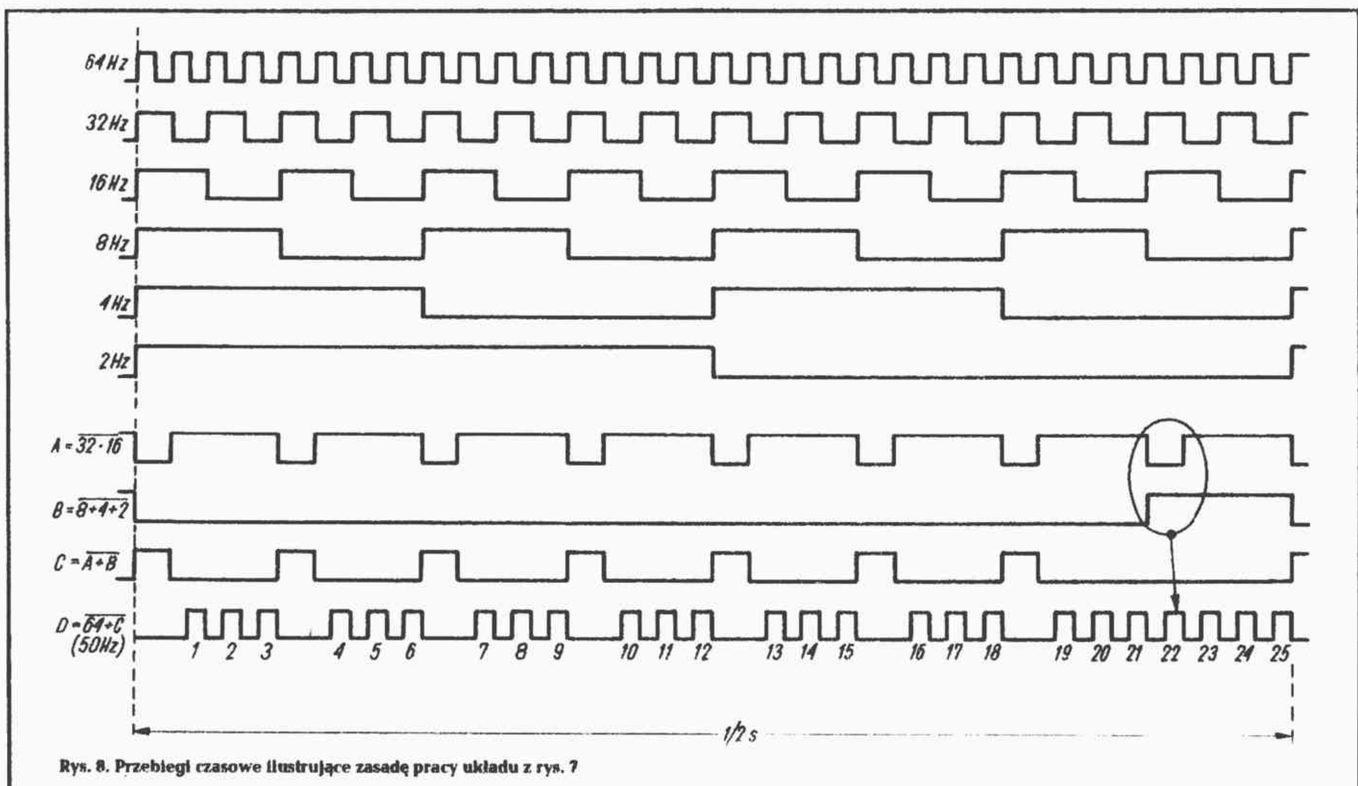
impulsów na sekundę) i raz na 0,5 s dodawany jest jeden impuls (oznaczony na rys. 8 nr 22) dzięki przebiegowi w punkcie B układu.

Zanik napięcia w sieci zasilającej

Zegar z kwarcowym generatorem impulsów wzorcowych wymaga w przypadku zaniku napięcia w sieci zasilającej (220 V 50 Hz) zasilania scalonego układu zegara oraz generatora wzorcowego wraz z dzielnikiem częstotliwości z dodatkowego źródła napięcia stałego (przeważnie baterii).

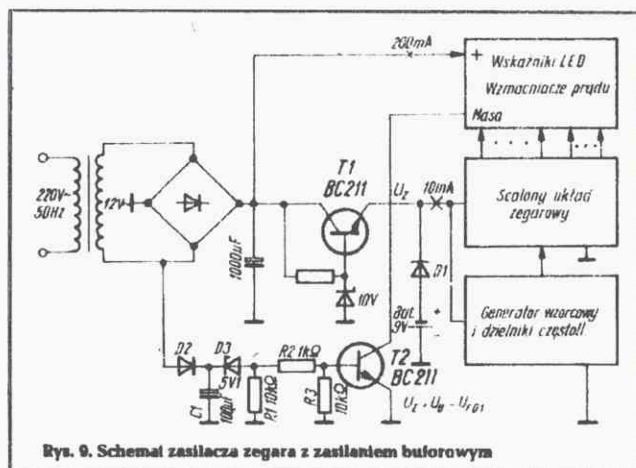
W większości przypadków rezygnuje się wtedy z wyświetlania czasu, gdyż wskaźniki (szczególnie półprzewodnikowe LED) pobierają około 80...90% mocy całego zegara. Umożliwia to ograniczenie prądu pobieranego z baterii do wartości rzędu 5...15 mA.

Większość scalonych układów zegarów PMOS może być zasilana napięciem o wartości już od około 6,5 V; dane katalogowe podają zazwyczaj napięcia wyższe (8...11 V). Można więc w większości przypadków zastosować baterię 9 V jako buforowe źródło napięcia i połączyć ją z układem w sposób przedstawiony na rys. 9.



Rys. 8. Przebiegi czasowe ilustrujące zasadę pracy układu z rys. 7

Jeżeli pracuje zasilacz sieciowy, to na wyjściu stabilizatora (emiter tranzystora T1) ustali się napięcie wyższe (około 11 V) niż napięcie baterii (warunek poprawnej pracy układu to $U_Z > U_{BAT} - U_{FD1}$). Dioda D1 będzie wtedy zatkana i bateria odłączona od układu. Z chwilą zaniku napięcia w sieci zasilającej, napięcie na wyjściu stabilizatora maleje i gdy stanie się ono niższe niż 8,5 V, dioda D1 zaczyna przewodzić, a układ zegara zasilany jest wtedy z baterii 9 V. Tracą napięcie zasilające jedynie wskaźniki (zasilane wyłącznie napięciem niestabilizowanym).



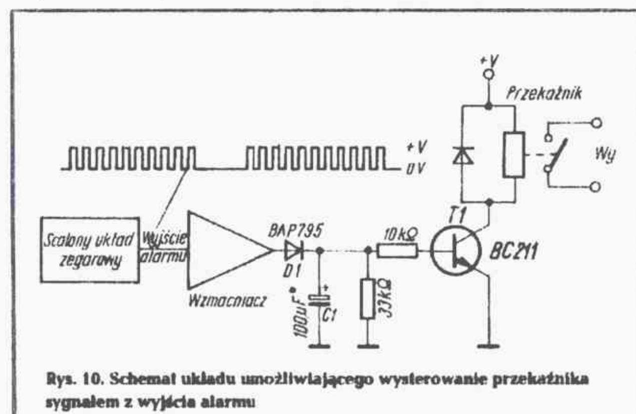
Rys. 9. Schemat zasilacza zegara z zasilaniem buforowym

Diody D2, D3, rezystory R1, R2, R3 i tranzystor T2 tworzą szybki układ wykrywający zanik napięcia w sieci i odłączający „masę" wzmacniaczy prądu sterujących wskaźnikami LED o wspólnej katodzie (których segmenty są sterowane przez układy wtórnikowe). W takiej właśnie konfiguracji układu (wzmacniaczy i wskaźników) możliwe jest słabe świecenie się wskaźników przy zasilaniu z baterii (prądy segmentowe płyną bezpośrednio z wyprowadzeń scalonego układu zegara przez złącza baza-emiter wtórników).

Zastosowanie tego układu dodatkowego jest konieczne jedynie w opisanym przypadku, natomiast dla wskaźników LED o wspólnej anodzie lub przy innych wzmacniaczach prądu opisane zjawisko nie wystąpi. Do zasilania buforowego warto włączyć również tranzystor wzmacniający sygnał alarmu i sterujący głośnikiem, co umożliwi układowi spełnić funkcję budzika nawet przy długotrwałym zaniku napięcia w sieci zasilającej.

Sterowanie urządzeń zewnętrznych z wyjścia alarmu

Problem ten wystąpi, jeżeli zastosowany scalony układ zegara wytwarza zmodulowany sygnał akustyczny (np. szereg impulsów o częstotliwości 1000 Hz zmodulowany w 100% przez falę impulsów o częstotliwości 1...2 Hz).



Rys. 10. Schemat układu umożliwiającego wysterowanie przekaźnika sygnałem z wyjścia alarmu

Stosując układ przedstawiony na rys. 10 możemy po wzmocnieniu i uformowaniu takiego sygnału (elementy D1, C1) sterować nim przez tranzystor T1 przekaźnikiem, który może włączać o żądanej porze dowolne urządzenia domowe, np. magnetofon, telewizor itp. Jako wzmacniacz można tu wykorzystać tranzystor dołączony do tego wyjścia i sterujący głośnikiem lub dowolny inny układ wzmacniający (pojedynczy wtórnik lub klucz tranzystorowy).

PROSTE URZĄDZENIE PRZECIWZWARCIOWE

Obydwa przedstawione układy umożliwiają skuteczne zabezpieczenie przeciwzwarciowe lub ograniczenia prądu wyjść zasilaczy. Dla dodatnich napięć niezbędny jest tranzystor p-n-p, zaś dla ujemnych tranzystor n-p-n.

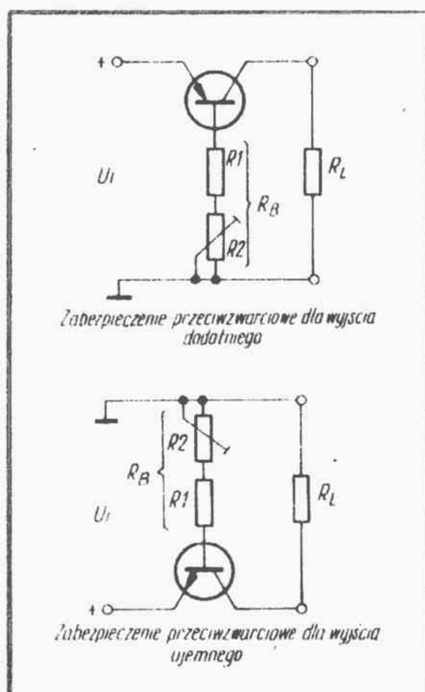
Maksymalny prąd obciążenia I_{max} oblicza się ze wzoru:

$$I_{max} = h_{21E} \cdot I_B = h_{21E} \cdot \frac{U_i}{R_B}$$

Pomijając w rozważaniach spadek napięcia baza-emiter otrzymamy:

$$I_{max} = h_{21E} \cdot \frac{U_1}{R_B}$$

W razie, gdyby nie była znana dokładna wartość parametru h_{21E}, można pomóc sobie prostym sposobem. W obwód obciążenia włącza się amperomierz i za pomocą R_B nastawia się wymagany maksymalny prąd wyjściowy.



W normalnych warunkach tranzystor pracuje w zakresie nasycenia, tak że jego napięcie U_{CE} jest mniejsze od 1 V. Moc wydzielająca się w tranzystorze jest dlatego bardzo mała. Gdy wyjście zostanie zwarte, wówczas moc wydzielającą się w tranzystorze można obliczyć według wzoru:

$$P_{tot} = U_i \cdot I_{max}$$

Przykładowo: przy napięciu wejściowym wynoszącym 12,6 V oraz napięciu wyjściowym 12 V, prąd zostanie ograniczony do wartości 200 mA pod warunkiem zastosowania tranzystora o $h_{21E} = 100$ oraz rezystorów R1+R2 = 5 kΩ.

J. J.

(Opracowano wg „Elektronikschau" nr 4/1978)

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 11(246) LISTOPAD 1980 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

I MISTRZOSTWA ŚWIATA W AMATORSKIEJ RADIOLOKACJI SPORTOWEJ

Już w sobotę, 6 września br. zaczęli przybywać do naszego kraju pierwsi uczestnicy Mistrzostw Świata. Na Warszawskie lotnisko przyleciały ekipy Węgier i Jugosławii; przybył również gość honorowy Mistrzostw, Prezydent Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej p. Noel Eaton VE3CJ. Pozostali uczestnicy przybyli do Polski w niedzielę 7 września – część samolotami i pociągami do Warszawy, część zaś samochodami bezpośrednio do Ośrodka Przygotowań Olimpijskich w Cetniewie koło Władysławowa, będącego siedzibą Mistrzostw Świata. Ekipy przybyłe do Warszawy zostały przewiezione do Cetniewa wygodnymi autokarami Centralnego Ośrodka Sportu.

Ogółem do ubiegania się o pierwsze w historii amatorskiej radiolokacji tytuły mistrzów i wicemistrzów świata stanęły reprezentacje Bułgarii, Czechosłowacji, Jugosławii, Norwegii, Republiki Federalnej Niemiec, Rumunii, Szwajcarii, Szwecji, Węgier, ZSRR i Polski. Nie przybyły anonsowane uprzednio ekipy Finlandii i Francji; z udziału w Mistrzostwach zrezygnowała też silna w uprzednich latach drużyna Niemieckiej Republiki Demokratycznej. 66 zawodnikom reprezentującym wymienione wyżej jedenaście krajów towarzyszyli kierownicy ekip, trenerzy, oficjalni obserwatorzy, dziennikarze i goście.

Większość krajów wystawiła pełne, 6-osobowe ekipy w składzie: dwóch seniorów, dwóch juniorów i dwie kobiety. Polskę reprezentowali: Tadeusz Rostkowski SP3GVP, Adam Wojno, Jacek Wolny SP3DBF, Andrzej Kajurek, Olga Prokowska i Bożena Wyszyńska – pod czujną opieką kierownika ekipy hm. Henryka Pyszko SP8ZJ i trenera hm. Ryszarda Łuczaka SP3JYU. Na Mistrzostwa przybyli również zawodnicy startujący dodatkowo, poza oficjalną konkurencją – reprezentujący Norwegię, RFN i Szwecję.

Przybywający do odświętnie udekorowanego Cetniewa uczestnicy byli sprawnie rozmieszczani w przygotowanych wygodnych pomieszczeniach, otrzymując na wstępie upominki (proporczyk i odznakę Mistrzostw, maskotki i wyroby ludowe) oraz pierwszy numer biuletynu Mistrzostw zawierający program imprezy i pełną listę uczestników (biuletynów takich wydano łącznie 5 numerów).

Poniedziałek 8 września był pierwszym oficjalnym dniem Mistrzostw Świata. W godzinach przedpołudniowych zawodnicy odbyli trening na terenie Cetniewa, kontrolując działanie odbiorników i dostrajając je do częstotliwości nadajników.

Trening był okazją do skonfrontowania różnych tendencji w budowie sprzętu ARL oraz przeglądem odbiorników konstruowanych w różnych krajach. Powszechne zainteresowanie wzbudziły nowoczesne, miniaturowe odbiorniki zawodników RFN, wyposażone w układ kalibracji umożliwiający ocenę odległości od poszukiwanego nadajnika.
O godzinie 17 w wielkiej hali sportowej cetniewskiego ośrodka, udekorowanej flagami uczestników, odbyła się uroczystość inauguracyjna I Mistrzostw Świata. Po przemówieniu powitalnym prezesa PZK – prof. dr. Andrzeja Zielińskiego SP5LVV i przemówieniu Prezydenta IARU p. Noela Eatona VE3CJ, wicewojewoda gdański mgr Włodzimierz Koenig dokonał oficjalnego otwarcia Mistrzostw. Trębacz miejscowej jednostki Wojska Polskiego odegrał pięknie hejnał, następnie przy dźwiękach hymnu narodowego, członkowie reprezentacji Polski wciągnęli na maszt biało-czerwoną flagę. Uroczystość otwarcia zakończyła defilada uczestników.

Podczas gdy zawodnicy udali się na spoczynek przed trudami pierwszego dnia zawodów, Międzynarodowa Komisja Sędziowska na swym pierwszym posiedzeniu dokonała podziału funkcji i rozlosowała kolejność startu drużyn. Przewodniczącym jury Mistrzostw był Wojciech Nietyksza SP5FM, wiceprzewodniczący Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU, członkami byli sędziowie klasy międzynarodowej: Krzysztof Słomczyński SP5HS (sekretarz jury), Zbigniew Kłossowski SP4BQW (sędzia rozprowadzający), Jerzy Klabon SP3FFN (sędzia techniczny), Miklos Venczel HAØLZ (sędzia startowy), Josef Paolazzo YO3JP (sędzia na mecie) oraz sędziowie przy nadajnikach: Ivo Sesartić YU1BQ, Karl-Heinz Mols DL9ME, Władymir Władow LZ1ZB, Imre Gajarszki HA4YD i Anatol Gorochowski (ZSRR), dokooptowany do składu jury pod nieobecność zaproszonego sędziego międzynarodowego Mikołaja Kazańskiego UA3AF. Asystentami sędziów na starcie i mecie byli zasłużeni sędziowie krajowi ARL: Jan Kwasnowski SP8AJI i Zygmunt J. Bauke SP9ALM.
We wtorek o świcie, przy gęstej mgle ograniczającej widoczność do kilku metrów, wyruszyli do lasów wejherowskich sędziowie i ekipa techniczna, dokonując rozlokowania i maskowania nadajników oraz urządzenia mety i startu biegu w paśmie 3,5 MHz. Zanim na start przybyli zawodnicy, mgła opadła i zaświeciło słońce. Honorowym starterem pierwszej grupy zawodników był prezes Polskiego Związku Krótkofalowców.

Maksymalne dozwolone regulaminem odległości, wilgotny las i pofałdowany teren spowodowały niezbyt silną słyszalność nadajników w miejscu startu. Nie przeszkodziło to jednak dotarciu do mety wszystkich zawodników i osiągnięciu przez 14 z nich czasów poniżej jednej godziny.

W paśmie 3,5 MHz triumf święciły reprezentacje Związku Radzieckiego i Republiki Federalnej Niemiec. Miłą niespodzianką dla nas było wicemistrzostwo świata juniorów Andrzeja Kajurka z Klubu PZK w Wysokim Mazowieckim i brązowy medal drużyny juniorów.

Środa 10 września była dniem odpoczynku. Uczestnicy Mistrzostw skorzystali z atrakcyjnej wycieczki wodolotem do

Westerplatte i Gdańska. Wieczorem odbyło się posiedzenie Grupy Roboczej I Regionu IARU d/s Amatorskiej Radiolokacji, w którym wzięli udział członkowie grupy z Jugosławii, Norwegii, RFN, Rumunii, Szwajcarii, Węgier i Polski. Omówiono niezbędne uzupełnienia i komentarze do regulaminu zawodów ARL, ustalono tryb ich opracowania i zatwierdzenia oraz omówiono przygotowania grupy roboczej do zbliżającego się Kongresu I Regionu IARU w 1981 r. w Brighton.

Rankiem 11 września ponownie wyruszyli w lasy wejherowskie sędziowie, ekipa techniczna i zawodnicy, tym razem do walki o pierwszeństwo w pasmie 144 MHz. Nie dopisała tym razem pogoda, deszcz padał z przerwami przez cały czas biegu. Trasa była krótsza niż dla pasma 3,5 MHz, teren jednak był bardziej urozmaicony, o gęstym podszyciu.

Podobnie jak w pasmie 80 metrów nadajniki pracowały bezawaryjnie, a rozlegające się co pięć minut wystrzały pistoletu startowego oznajmiały wypuszczenie kolejnej trójki zawodników.

Tym razem klasę pokazali zawodnicy czechosłowaccy, którzy w grupie seniorów zdobyli złoty i srebrny medal. Wśród juniorów triumfował zawodnik węgierski, a wśród kobiet – reprezentantka ZSRR. Gospodarze Mistrzostw i w pasmie 144 MHz przeżyli przyjemne chwile – srebrny medal Bożeny Wyszyńskiej i siódme miejsce Oli Prokowskiej zapewniły nam drużynowe wicemistrzostwo świata pań.

Wieczorem uczestnicy Mistrzostw oklaskiwali piękny program piosenek i tańców harcerskich w wykonaniu zespołu miejscowego hufca ZHP.

Piątek, 12 września – ostatni dzień Mistrzostw Świata. O godzinie 10 podpisano końcowy protokół z pełnymi wynikami. O godzinie 17 rozpoczęła się uroczystość zakończenia Mistrzostw. Prezes Polskiego Związku Krótkofalowców prof. dr Andrzej Zieliński SP5LVV podziękował wszystkim uczestnikom za wysiłek i sportową walkę, złożył gratulacje zwycięzcom, podziękował organizatorom i służbom technicznym. Sekretarz Międzynarodowej Komisji Sędziowskiej SP5HS odczytał kolejno nazwiska mistrzów, wicemistrzów świata i zdobywców brązowych medali w poszczególnych konkurencjach i kategoriach.

Dekoracji zawodników dokonali: prezes PZK prof. dr Andrzej Zieliński SP5LVV, prezydent IARU Noel Eaton VE3CJ, wiceprzewodniczący Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU Wojciech Nietyksza SP5FM, dyrektor Departamentu Upowszechniania Kultury Fizycznej i Sportu GKKFiS Karol Bałan, przedstawiciel Głównego Zarządu Politycznego Wojska Polskiego ppłk Witold Machowski i prezes Polskiego Klubu ARL mgr Zbigniew Kłossowski SP4BQW. Piękne medale zawieszone na biało-czerwonej wstędze ozdobiły najlepszych zawodników w amatorskiej radiolokacji sportowej i członków najlepszych drużyn. Za zwycięstwa drużynowe wręczono puchary.

Następnie zostały wręczone nagrody honorowe i upominki.

- Puchar wojewody gdańskiego otrzymała podwójna mistrzyni świata Galina Pietroczkowa (ZSRR).
- Puchar przewodniczącego GKKFiS otrzymał mistrz świata seniorów w pasmie 3,5 MHz Władimir Czistiakow (ZSRR).
- Puchar przewodniczącego Komitetu d/s Radia i Telewizji otrzymał mistrz świata juniorów w pasmie 3,5 MHz Juergen Guettlich DF6DX.
- Paterę prezesa PZK otrzymał mistrz świata seniorów w pasmie 144 MHz – Mojmir Sukenik (CSRS).
- Nagrodę dyrektora CEMI (zegar cyfrowy) otrzymał mistrz świata juniorów w pasmie 144 MHz Pal Ruzsiczky (Węgry).
- Puchar prezesa Zarządu Głównego LOK dla najlepszego zawodnika polskiego otrzymał wicemistrz świata juniorów w pasmie 3,5 MHz Andrzej Kajurek.
- Nagrodę specjalną ministra łączności PRL (klaser ze zbiorem znaczków polskich) dla najmłodszego uczestnika Mistrzostw otrzymał 14-letni Olaf Schwider z Republiki Federalnej Niemiec.

Zdobywcy złotych, srebrnych i brązowych medali w poszczególnych konkurencjach otrzymali też nagrody rzeczowe i upominki (sprzęt turystyczny użytku domowego, zegarki) ufundowane przez Ministerstwo Oświaty i Wychowania, Główną Kwaterę ZHP, Główny Zarząd Polityczny Wojska Polskiego, Instytut Łączności, Zakłady Radiowe Radmor w Gdyni-Grabówku i miejscową jednostkę Wojska Polskiego.

Wśród wszystkich uczestników Mistrzostw Świata rozlosowano nagrodę specjalną Komitetu Wykonawczego I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej – dwa czterystokanałowe radiotelefony na pasmo 144 MHz firmy ICOM. Przypadły one zawodnikom RFN: Waltraud Schoene i Dieterowi Schwider DF7XU.

Prezydent IARU Noel Eaton VE3CJ w serdecznych słowach podziękował wszystkim za udział w zawodach i ogłosił I Mistrzostwa Świata w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej za zamknięte, życząc jednocześnie pomyślnych przygotowań do następnych Mistrzostw w Bułgarii w 1982 roku.

Program ostatniego dnia Mistrzostw wypełniła kolacja pożegnalna – tradycyjny „hamfest" urozmaicony wzajemną wymianą upominków i proporczyków klubowych, tańcami i składaniem życzeń. Szereg delegacji zagranicznych (w tym ZSRR i RFN) złożyło na ręce prezesa PZK życzenia i specjalne upominki z okazji przypadającej w tym roku 50 rocznicy powstania PZK.

Przez cały czas Mistrzostw pracowała w Cetniewie na wszystkich pasmach uruchomiona staraniem Gdańskiego Oddziału PZK stacja okolicznościowa 3Z5ØPZK, tłumnie oblegana przez uczestników.

Organizacja i przebieg I Mistrzostw Świata w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej zostały przez wszystkie ekipy zagraniczne ocenione wysoko. Jest to wynik wielomiesięcznych żmudnych przygotowań i zasługa ofiarnie pracującego aktywu PZK, zarówno z Polskiego Klubu ARL, Zarządu Głównego PZK i Oddziału Gdańskiego PZK. Nie sposób wymienić tu wszystkich, którzy przyczynili się do powodzenia Mistrzostw – ważny był najdrobniejszy nawet szczegół przygotowań. Zarówno społecznie wykonane na Mistrzostwa przez mgr inż. Wiktora Gałczyńskiego SP3HHO i mgr inż. Krzysztofa Słomczyńskiego SP5HS nadajniki automatyczne, niezawodne, znane już na kilku kontynentach radiotelefony „Klimek" produkcji SP5FM, przygotowane przez Waldemara Kunę SP5DZJ, piękne wielobarwne mapy terenu zawodów w skali 1:25.000 wykonane specjalnie na Mistrzostwa przez Wojskowe Zakłady Kartograficzne w Warszawie – to tylko kilka przykładów.

Ofiarnie pracował aktyw PZK z okręgu SP2: prezes Stanisław Maciejkiewicz SP2JS i wiceprezes Stefan Kaliszewski SP2FHY, szef służb technicznych Zygmunt Bistram SP2GZH, operatorzy nadajników i stacji 3Z5ØPZK: Jan Kupski SP2FWC, Jerzy Kempa SP2DVH, Henryk Freda SP2BSF, Ryszard Kotłowski SP2JKB, Krzysztof Maciejkiewicz SP2JKC i inni.

Specjalne podziękowania należą się działaczom Centralnego Ośrodka Sportu, którzy sprawili, że uczestnicy Mistrzostw czuli się w Cetniewie jak we własnym domu i mieli przygotowany w najdrobniejszych szczegółach atrakcyjny program pobytu w naszym kraju: p. naczelnikowi Ryszardowi Kuciowi, dyrektorowi Ośrodka w Cetniewie Januszowi Kluczyńskiemu i wicedyrektor Jarosławie Jóźwiakowskiej-Bieda, p. kierownikowi Tadeuszowi Kroplewskiemu.

Oficjalne wyniki I Mistrzostw Świata w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej będą opublikowane w Biuletynie PZK.

SP5HS

NA PASMACH

● Grono operatorów harcerskiej stacji SP3ZAH zorganizowało latem br. ekspedycję do niektórych okręgów wywoławczych SP, w tym do SP2 i SP4. Nadawano pod znakiem SR3ZAH łamiąc znak przez cyfrę okręgu. Setki nawiązanych łączności świadczyły dobitnie o dużym zainteresowaniu ekspedycją, łączącą przysłowiowe przyjemne z pożytecznym. Wiele odwiedzanych ośrodków harcerskich mogło naocznie przekonać się o zaletach amatorskiej radiokomunikacji, udzielono przy okazji sporo rad i pomocy. A dla wielu partnerów z QSO była to okazja do zaliczenia trudniej osiągalnych na pasmach amatorskich województw, zwłaszcza do dyplomu „Polska".

● Przedmiotem obrad I Regionu IARU były ostatnio nowe pasma amatorskie, przyznane krótkofalowcom w czasie ubiegłorocznej WARC w Genewie. Szczególnie dużo uwagi poświęcono nowemu pasmu 10 MHz. Ustalono przy tym, że w I Regionie IARU będzie to pasmo wyłącznie telegraficzne, a to ze względu na jego zawężenie i możliwości QRM. Pasmo 10 MHz, z którego korzystali już krótkofalowcy w zaraniu amatorskiej radiokomunikacji, było znane z bardzo dobrych właściwości propagacyjnych. Większość łączności DX-owych tego okresu przeprowadzono właśnie w tym pasmie, z którego krótkofalowcy korzystali do 1929 r. Po przeszło 50 latach wraca ono znów do krótkofalowców, aczkolwiek znacznie okrojone.

● Słyszane ostatnio stacje HDØMM i HDØOE nadawały z Ekwadoru. Były to czasowe licencje wydane obcokrajowcom.

● Dużym zainteresowaniem cieszyła się zorganizowana wiosną 1980 r. przez grupę krótkofalowców z DL ekspedycja DX-owa na wyspę Mayotte (FH8), liczoną jako odrębny kraj do DXCC. Nadawano z niej pod znakami FH80M oraz FHØFLP. Dalsze plany ekspedycji obejmujące wyspę Glorioso (znak FRØACB/G), Republikę Archipelagu Komorów (D68), Geyser Reef oraz kilka innych wysp Oceanu Indyjskiego nie zostały zrealizowane. Istnieją możliwości powtórzenia wyprawy w roku przyszłym. QSL via DK9KD.

● Często na pasmach amatorskich można usłyszeć znak OK3TMF. Należy on do młodej czechosłowackiej nadawczyni imieniem Gita, która może się poszczycić nielada sukcesami. Posiada ona w swoim dorobku krótkofalarskim m. in. potwierdzonych 180 krajów według listy DXCC, a w pasmie 3,5 MHz zbliża się już do 100 krajów. Jej mąż OK3TFM jest również zapalonym krótkofalowcem. Często udają się oni w górne regiony Tatr nadając na UKF.

● Krótkofalowcy kanadyjscy często posługują się okolicznościowymi znakami. Niedawno pod znakiem CI3LSS nadawał kanadyjski nadawca Ve3SS, upamiętniając jubileusz miasta Listowel w prowincji Ontario.

● A oto kilka informacji o mających się wkrótce odbyć DX-ekspedycjach. Na wyspę Heard, która liczy się jako oddzielny kraj do DXCC, wybiera się grupa krótkofalowców australijskich i północno-amerykańskich. Znany krótkofalowiec z Papui i Nowej Gwinei P29JS razem z kilkoma krótkofalowcami australijskimi projektują odwiedzić szereg wysp na Oceanii, w tej liczbie Tokelau. Krótkofalowcy kolumbijscy odłożyli do przyszłego roku planowaną DX ekspedycję do Serrana Bank (HKØAA) i Bajo Nuevo (HKØAB). Kilka grup krótkofalowców północno-amerykańskich anonsuje wyprawy DX-owe na niektóre wyspy Pacyfiku, rzadziej reprezentowane na pasmach amatorskich, a także w rejon Morza Karaibskiego. Wszystkie te wyprawy mają się odbyć wiosną lub latem 1981 r.

● Dobiegła końca tegoroczna wiosenno-letnia wyprawa małżonków Colvin do niektórych wysp i wysepek Morza Karaibskiego. W sumie przeprowadzonych zostało 55 tys. QSO, które powiększyły ogólny dorobek Lloyd Colvina W6KG wynoszący pół miliona łączności z kilkudziesięciu krajów świata. Za uzyskanie 30 krajów, które odwiedził W6KG przeprowadzając QSO, WØMLY wydaje nawet specjalny i bezpłatny dyplom. Małżonka Lloyda imieniem Iris W6DOD towarzyszy mężowi w jego wyprawach pomagając w nawiązywaniu łączności. A oto krótki przegląd używanych znaków w czasie ostatniej wyprawy po basenie Morza Karaibskiego: J3ABV – wyspa Grenada, VP2SAX – St. Vincent, J6LOO – Wyspa Santa Lucia, J7DBB – Wyspa Dominika, VP2KAH – Wyspy St. Kitts i Nevis oraz końcowy etap HI6XQL – republika Dominikana. W programie następnej wyprawy DX-owej w ramach fundacji „Yasme" mają znaleźć się Wyspy Kamaran (VS9K) oraz Desecheo, liczone jako oddzielne kraje do DXCC. Wyprawa ta dojdzie do skutku prawdopodobnie dopiero wiosną 1981 r.

● Wśród barwnych dekoracji w czasie ulicznego pochodu w japońskim mieście Hiratsuka w prefekturze Kanagawa z okazji święta lampionów znalazła się m. in. powiększona, barwna karta QSL jednego z tamtejszych krótkofalowców. Trzeba przyznać, że karty QSL wysyłane przez japońskich nadawców i nasłuchowców są nie tylko bardzo pomysłowe, ale mają jedną z najładniejszych szat graficznych.

● Realizując hasło „Prawdziwy relaks tylko z transceiverem" małżeństwo SP9BWJ i SP9HPU (xyl) wybrało się w okresie ostatnich letnich urlopów nad morze i przebywając w okręgu SP1 nawiązało wiele interesujących łączności. Transceiver o mocy 10 W był całkowicie stranzystorowany, a że tegoroczna pogoda wybitnie nie dopisała, w decydującym stopniu rozwiązał on problem urlopowej rozrywki.

● Coraz więcej stacji amatorskich z Wenezueli posługuje się, obok tradycyjnego znaku narodowościowego YV znakiem 4M, po którym następuje cyfra oznaczająca okręg wywoławczy. Krótkofalowcy z Wenezueli projektowali również w br. wyprawę na Wyspę Aves (YVØ); została jednak ona odłożona do roku przyszłego.

● Podobnie krótkofalowcy meksykańscy coraz częściej korzystają z okolicznościowych znaków 6D, 6E, 6F, 6G, 6H, 6I oraz 6J. Ostatnio znany meksykański nadawca XE1J pracował pod okolicznościowym znakiem 6E1J. Dodać należy, że meksykańscy amatorzy mogą również posługiwać się znakami narodowościowymi w przedziale od XA do XI.

● Z północnego kręgu polarnego pracowała ostatnio grupa krótkofalowców północno-amerykańskich pod znakiem N1P. Radzieccy krótkofalowcy nadający z rejonów bieguna północnego nadają zazwyczaj pod znakiem UPOL, po którym następuje kolejna cyfra.

● Afrykańska republika Mali jest bardzo rzadko reprezentowana na pasmach amatorskich. Czynna ostatnio z Mali stacja TZ4AQS jest dosłownie oblegana przez liczne rzesze nadawców całego świata, ilekroć pojawi się na pasmach. QSL via ON6BC.

● Z Wyspy Argentina, położonej niedaleko południowego Koła Podbiegunowego, nadają stacje VP8QI i VP8QH. Usłyszeć je można niekiedy na wyższych pasmach KF fonią SSB, rzadziej na telegrafii. Karty QSL via RSGB.

● Z Ziemi Franciszka Józefa czynnych jest kilka stacji amatorskich używających znaku UK1P lub UA1P. Do najaktywniejszych należą stacje klubowe oraz indywidualna UA1PAL nadająca najczęściej na 14 250 kHz fonią SSB.

SP8HR

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 11 z roku 1930 donosi:

■ Komunikat komisji zawodów Głównego Zarządu PZK: Najbliższe zawody odbędą się z końcem stycznia 1931. Będą to zawody wolnych drużyn, t.zn. że telegram nadany będzie do zgłaszającego się dowolnego krótkofalowca – poczem tenże przekaże go do drugiego okręgu wedle dowolnego wyboru. Warunek – telegram musi obejść wszystkie okręgi, w nagłówku musi zbierać znaki wszystkich stacji przekaźnikowych, wrócić do stacji sędziowskiej w określonym czasie. Będą to ostatnie zawody, w których będą mogły wziąć udział stacje nielicencjonowane. Nagrody: aparaty 4 lampowe Telefunken, lampy Philips TB 04/10 oraz TC 04/10, transformatory n.cz. akumulatory, głośniki, baterie, kondensatory i inne. W dniu zawodów zabrania się od godz. 8.30 do 16.00 polskim krótkofalowcom wszelkiej pracy, nie mającej łączności z zawodami, a to pod rygorem dyscyplinarnego postępowania.

■ Z Rumunii donosi Cezar Bratescu CV5AF: W tym miesiącu przybyła do Bukaresztu p. Malinowska SP3KYL i zostanie tutaj przez parę miesięcy. Spodziewam się, że niedługo rozpoczniemy razem pracę na falach krótkich i największą przyjemnością będą dla nas połączenia z amatorami polskimi. W niedługim czasie mamy zamiar wyjechać do Ameryki i rozpocząć wspólne, nowe życie. Tak więc sympatia zapoczątkowana na falach eteru, albo „romans eteru" jak to nazwali Amerykanie, zamieniła się na prawdziwą przyjaźń i miłość. Spodziewając się licznych odpowiedzi na „CQ de CV5AF/CV3KYL" łączę serdeczne pozdrowienia dla wszystkich polskich krótkofalowców.

■ Jeżeli kluczowanie odbywa się w obwodzie pierwotnego uzwojenia transformatora sieciowego, to przeszkody przenoszące się na odbiorniki załączone do tej sieci są podobne do tych powstałych podczas przekręcania wyłącznika świetlnego w mieszkaniu. Ten przypadek jest najgroźniejszy dla radioaparatów przyłączonych do sieci oświetleniowych. Środek zaradczy prosty: po każdej stronie klucza załączamy dławiki wys. częst. i blokujemy je kondensatorem 0,5 MF. Kondensator absorbuje iskrę, a dławiki nie wypuszczają drgań.

■ Każdy z krótkofalowców bez zająknienia wyrecytuje wiele wynosi jego „input" – lecz zapytany o moc w antenie pocznie się zastanawiać i da odpowiedź wymijającą, opierając się w najlepszym razie na wielce wątpliwych założeniach sprawności. A tymczasem „input" jest wartością bardzo a bardzo względną przy ocenianiu energii wypromieniowanej dla danego nadajnika – gdyż nieraz dobrze zbudowany 10-wattowy aparat wypromieniuje więcej niż źle zbudowany 50-wattowy. I dlatego czas najwyższy, aby krótkofalowcy poczęli określać moc swych nadajników ilością energii wypromieniowanej.

■ Stacja SP3EM – Henryk Lotringer (Lwów), powstała w maju 1930 roku, nadając początkowo fonją mocą około 2 watt. Jako źródeł prądu używano akumulatora i suchych bateryj przy lampach B406 i B405 Philipsa. Najlepszym wynikiem tego okresu było połączenie foniczne z Częstochową z siłą r 4–5, mod. fb. Po wakacjach oraz po opanowaniu Morse'a i podwyższeniu mocy do 7 watt z zasilaniem nadajnika z sieci miejskiej, stacja rozpoczęła normalną pracę na grafii. W październiku i listopadzie stacja uzyskała 200 połączeń, osiągając całą Europę i Algier. Ostatnio stacja podwyższyła moc do 20 watt, przy lampie TB 04/10. Antena użyta jest typu Levy'ego. Stacja jest przy nowej sile słyszana do 4000 km, z siłą średnią r. 7–8. Kart QSL wysłano 450, otrzymano 130.

(Wybrał SP5HS)

WZMACNIACZ AKUSTYCZNY WIELKIEJ MOCY

W kraju odczuwa się niedostatek dobrych tranzystorowych wzmacniaczy m. cz. większej mocy. Zapotrzebowanie na tego rodzaju wzmacniacze ze strony zespołów orkiestrowych jest bardzo znaczne. Wzmacniacze m. cz. potrzebne są również do dyskotek i instalacji nagłośniających.

Poniżej podany jest krótki opis wzmacniacza o mocy 2 × 150 W (rys. na str. 279). Mamy nadzieję, że opis ten sprowokuje konstruktorów-profesjonalistów jak i amatorów do opracowania podobnego wzmacniacza opartego wyłącznie na podzespołach dostępnych w kraju. Pełny opis takiego wzmacniacza chętnie zamieścilibyśmy w naszym miesięczniku.

Sygnał wejściowy (1,5 V) steruje wzmacniacz różnicowy zestawiony z tranzystorów T1 i T2. Tranzystor T3 stanowi źródło prądowe zapewniające stałość sumy prądów tranzystorów T1 i T2. Następny stopień pracuje w układzie kaskodowym z tranzystorami T6 i T7. Rezystancja obciążająca tranzystor T7 jest utworzona z tranzystora T8 i współdziałających z nim elementów, pracujących jako układ stałoprądowy. Komplementarny układ przeciwsobny jest utworzony z tranzystorów T11, T13, T12, T14. Steruje on stopień końcowy zawierający 8 tranzystorów mocy (po 4 tranzystory równolegle).

Układ zabezpieczający przed skutkami zwarcia wyjścia wyposażono w tranzystory T9 i T10 oraz diody D9...D12.

W stopniu wyjściowym zastosowano tranzystory o wielkiej częstotliwości granicznej z dużym zapasem mocy admisyjnej. Zastosowano w obwodach emiterowych rezystory o względnie dużej wartości – 1,5 Ω (R30...R37), co zapewnia równomierny podział obciążenia między tranzystory stopnia wyjściowego oraz zabezpiecza tranzystory przed uszkodzeniem, bowiem prąd płynący przez tranzystor nie może przekroczyć wartości 30 A. Wartość taką zastosowane tranzystory wytrzymują.

Tranzystory mocy pracują przy bardzo małym prądzie spoczynkowym (10 mA). Dla polepszenia warunków pracy wzmacniacza przy słabych sygnałach, tranzystory T13 i T14 mają dużą moc i pracują przy prądzie spoczynkowym o znacznej wartości, oddając częściowo wytwarzaną moc wprost do obciążenia (głośnika). W tym celu rezystory R28 i R29 mają małą rezystancję. Przy silniejszym wysterowaniu wytwarzanie mocy wyjściowej przejmuje na siebie stopień końcowy wzmacniacza.

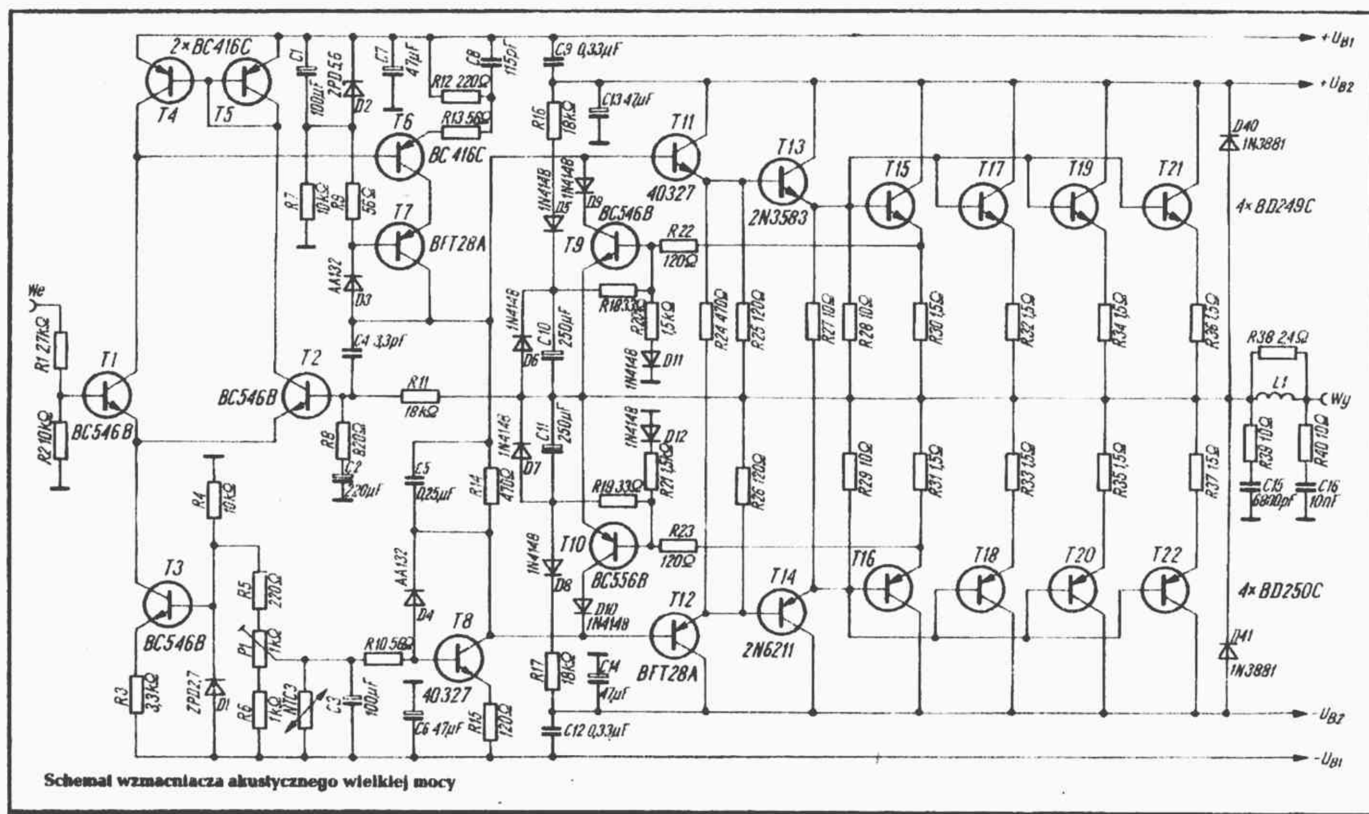
Diody germanowe D3 i D4 wpływają na zmniejszenie zniekształceń typu TIM i zabezpieczają przed przesterowaniem wzmacniacza.

Zasilacze są wspólne dla wzmacniaczy obu kanałów. Zasilacz stopni mocy nie zawiera układów stabilizacji napięcia. Wygładzenie napięcia zapewniają dwa kondensatory po 15 000 µF. Dostarcza on napięcia 2 × 50 V. Drugi zasilacz (pomocniczy, zasilający dwa pierwsze stopnie każdego wzmacniacza) jest wyposażony w układ stabilizacji elektronicznej. Poza tym zastosowano dwa układy pomocnicze. Pierwszy odłącza zasilanie stopni mocy i poprzedzających, po przekroczeniu temperatury 80°C, radiatorów tranzystorów mocy. Drugi układ odłącza zasilanie w razie pojawienia się napięcia stałego na obciążeniu (głośnikach), co mogłoby spowodować uszkodzenie.

Dane techniczne wzmacniacza

Moc wyjściowa przy obciążeniu 4 Ω:	2×150 W
Moc wyjściowa przy obciążeniu 8 Ω:	2×100 W
Pasmo przepustowe:	3 Hz...1 MHz
Odstęp od szumów:	100 dB
Współczynnik zawartości harmonicznych:	0,006%
Rezystancja wejściowa:	ok. 10 kΩ
Stromość zbocza narastania sygnału przy maksymalnym wysterowaniu:	100 V/µs

(Opracowano na podstawie „Funkschau" nr 8/80 *A.W.*



Schemat wzmacniacza akustycznego wielkiej mocy

DOMOWE URZĄDZENIE ALARMOWE

ZBIGNIEW NOWAK

Opisane niżej urządzenie alarmowe może w wielu przypadkach udaremnić lub utrudnić włamanie do mieszkania pod nieobecność jego właściciela. W zależności od potrzeby, urządzenie może zabezpieczać drzwi wejściowe do mieszkania, drzwi balkonowe, okna, drzwi do piwnicy, garażu itp. W momencie wtargnięcia do strzeżonego obiektu osób niepowołanych zostaje uruchomiona sygnalizacja dźwiękowa, która daje znać otoczeniu o usiłowanym włamaniu.

Drzwi i okna, które mają być objęte sygnalizacją alarmową, należy zaopatrzyć w wyłączniki połączone ze sobą szeregowo (na rys. 1 przykładowo przedstawiono dwa wyłączniki: WD i WO). Zestyki wyłączników zostają rozwarte przy otwieraniu drzwi. Wyłączniki takie można wykonać ze sprężyn kontaktowych starych przekaźników lub zastosować kontaktrony sterowane magnesami.

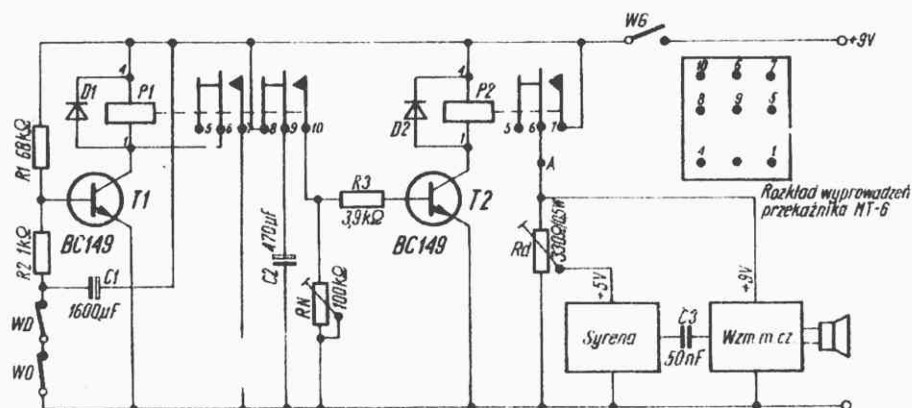
Schemat urządzenia jest przedstawiony na rysunku 1.

Urządzenie alarmowe należy włączać przy drzwiach zamkniętych wyłącznikiem WG umieszczonym w miejscu znanym tylko domownikom, np. w przedpokoju. Włączenie zasilania powoduje ładowanie się kondensatorów elektrolitycznych C1 i C2. Kondensator C1 ładuje się od bieguna dodatniego +9 V baterii, przez wszystkie zestyki wyłączników WD i WO. Podobnie ładuje się kondensator C2 przez zestyki spoczynkowe 8–9 przekaźnika P1. Po kilku sekundach od momentu włączenia zasilania, kondensatory naładują się i od tej chwili układ zaczyna czuwać.

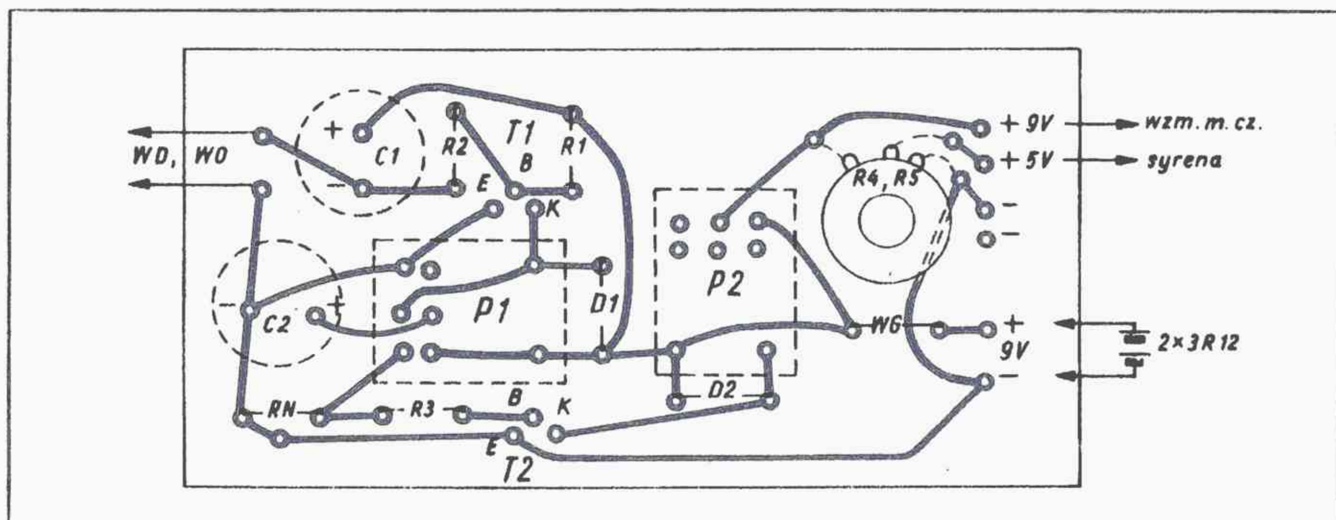
Tranzystor T1 nie przewodzi, ponieważ jego baza jest połączona przez zestyki WD i WO z emiterem, powodując zatkanie tranzystora. W momencie otwarcia drzwi zestyki WD zostają rozwarte. Przez pewien okres czasu w dalszym ciągu na bazie tranzystora T1 znajduje się ujemne napięcie, tym razem pochodzące z naładowanego kondensatora C1. Kondensator ten rozładowuje się przez rezystor R2 i bazę tranzystora, powodując opóźnienie wywołania alarmu, umożliwiające domownikom opuszczenie lub wejście do mieszkania bez uruchomienia syreny alarmowej.

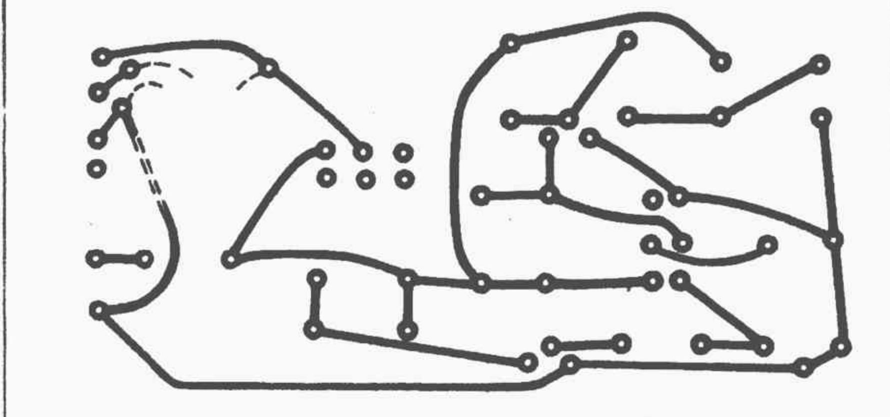
Przy pojemności kondensatora C1 = 1600 µF opóźnienie to wynosi około 10 sekund. Po tym okresie czasu baza tranzystora T1 otrzymuje dodatnie napięcie przez rezystor R1. Tranzystor zostaje nasycony, a przekaźnik P1 zadziała. Zestykami 6–7 przekaźnik P1 otrzymuje samopodtrzymanie bezpośrednio ze źródła zasilania, uniezależniając się w ten sposób od możliwości zatkania tranzystora T1 spowodowanego zamknięciem drzwi.

Przekaźnik P1 zestykami 9–10 włącza dodatnie napięcie do bazy tranzystora T2 z naładowanego kondensatora C2. Tranzystor T2 obecnie przewodzi i uruchamia

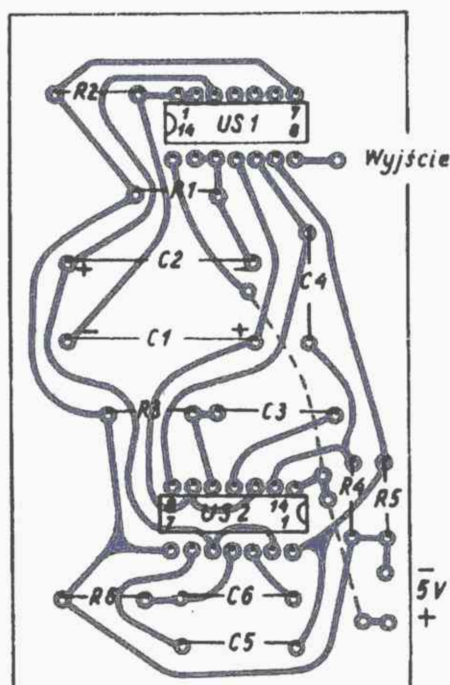


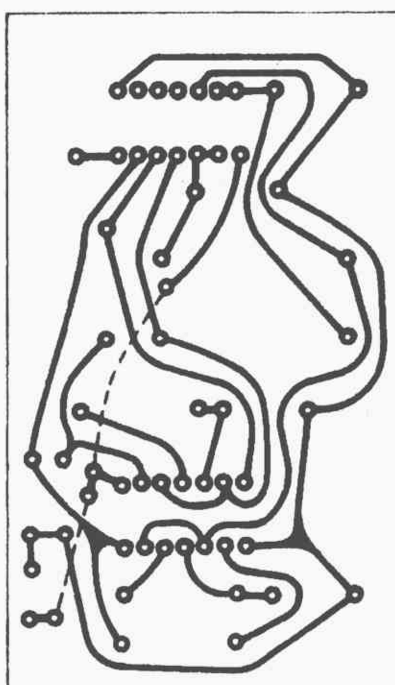
Rys. 1. Schemat domowego urządzenia alarmowego





Rys. 2. Płytka z układem połączeń urządzenia alarmowego (widok od strony druku)





Rys. 3. Płytka z układem połączeń syreny elektronicznej (widok od strony druku)
US1, US2 - UCY7400N; R1...R4 – 2,4 kΩ, R5, R6, – 3 kΩ; C1, C2 – 200 μF, C3...C6 – 0,47 μF

przekaźnik P2. Przekaźnik ten zestykami 6–7 włącza zasilanie do układu alarmowego. Czas trwania alarmu jest uzależniony od pojemności kondensatora C2 i rezystora nastawnego RN. Rezystorem tym reguluje się czas trwania alarmu – maksymalnie do 60 sekund. Po rozładowaniu kondensatora C2 przekaźnik P2 powraca do stanu spoczynkowego i alarm jest zakończony.

W celu ponownego uruchomienia urządzenia alarmowego należy na chwilę wyłączyć zasilanie wyłącznikiem WG, aby w ten sposób spowodować odpadnięcie kotwicy przekaźnika P1.

Schemat układu połączeń urządzenia alarmowego na płytce montażowej zamieszczono na rys. 2. Ze sprężyny 6 przekaźnika P2 (punkt A) jest doprowadzone zasilanie do układu wykonawczego urządzenia alarmowego, którym może być np. dzwonek prądu stałego, syrena lub uzwojenie przekaźnika większej mocy, zasilającego inne urządzenie. W opisanym modelu zastosowano syrenę elektroniczną z modulacją tonu, zbudowaną na dwóch układach scalonych UCY7400N według opisu zamieszczonego w mies. „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 12/1976 r.

Płytkę z układem połączeń syreny elektronicznej zamieszczono na rys. 3.

Syrena steruje wzmacniacz m. cz. zbudowany według schematu wzmacniacza gramofonu „Mister Hit" (patrz nr 6/1972 RiK).

Dla zmniejszenia rozmiarów urządzenia, wzmacniacz m. cz. można wykonać stosując układ scalony, np. typu UL1498R.

Napięcie o wartości +5 V potrzebne do zasilania syreny elektronicznej uzyskano z dzielnika napięcia w postaci potencjometru drutowego Rd typu DL-104 o rezystancji 330 Ω/0,5 W. Wielkość napięcia należy ustalić potencjometrem Rd przy pełnym obciążeniu źródła zasilania (włączona syrena i wzmacniacz z głośnikiem).

Całe urządzenie powinno być zasilane napięciem 9 V uzyskanym z dwóch baterii 3R12 połączonych ze sobą szeregowo.

Tranzystory T1 i T2 są typu BC149B lub inne dowolne z serii BC.

Przekaźniki miniaturowe typu MT-6.

Diody D1 i D2 (np. typu DZG1) zabezpieczają tranzystory przed uszkodzeniem.

USPRAWNIENIE GRAMOFONÓW G-603 „BERNARD" i G-1100 „DANIEL"

ANDRZEJ NOWICKI

Gramofony G-1100 i G-603 należą do najlepszych urządzeń Hi-Fi produkowanych w Polsce. Na podstawie badań kilku egzemplarzy tych gramofonów mogę wyrazić opinię, że możliwe jest wprowadzenie pewnych stosunkowo drobnych zmian i poprawek podnoszących walory eksploatacyjne gramofonów. Poniżej przedstawiam kilka z nich.

● W wielu egzemplarzach gramofonów, zwłaszcza typu G-603, rolka napędowa jest osadzona na osi silnika nieco ukośnie. Spowodowane to jest zbyt luźnym osadzeniem rolki na osi, powiększonym jeszcze przez niesymetryczny docisk pojedynczą śrubą. Rolka powinna mieć co najmniej dwie śruby dociskowe, umieszczone symetrycznie.

● Właściwe ustawienie wkładki względem ramienia ma bardzo duży wpływ na prawidłowe odtwarzanie płyt. Opis tej regulacji podany w instrukcji obsługi jest niezbyt precyzyjny. Brakuje, np. zaznaczenia na płycie gramofonu punktu odpowiadającego prawidłowemu położeniu igły. Najlepszym rozwiązaniem byłoby jednak dołączanie do gramofonu prostego kątomierza (szablony ze sztywnego kartonu) podobnego do stosowanego przez firmę SME (rys. 1).

● Dla zmniejszenia oporów ruchu talerza pod kulką jego łożyska powinna znajdować się pastylka teflonu (tarflenu). W konstrukcji tulejki osi talerza jest przewidziane na nią miejsce. W niektórych egzemplarzach gramofonów brak tej tabletki.

● Dość powszechnie spotyka się narzekania na występowanie zakłóceń elektrycznych w gramofonach produkcji krajowej. Jedną z przyczyn jest zła jakość ekranowanego kabla połączeniowego. Znacznie lepsze wyniki daje zastosowanie czterożyłowego kabla w ekranie (stereofonicznego kabla połączeniowego do magnetofonu). W tym celu należy w gramofonie dokonać następujących zmian:

– odlutować układ elektronicznego zwieracza wkładki;

– połączyć cztery wewnętrzne przewody kabla z wyprowadzeniami wkładki (uwaga: przewody „zimne" nie mogą łączyć się z masą gramofonu);

– we wtyczce połączyć przewody „gorące" odpowiednio z bolcami 3 i 5, przewody „zimne" zewrzeć i połączyć z bolcem 2;

– ekran kabla połączyć z masą gramofonu i metalową osłoną wtyku.

● W gramofonie G-603 jest możliwe obniżenie poziomu zakłóceń od wibracji silnika, przez jego elastyczne zawieszenie. Najprostsza przeróbka przedstawia się następująco:

– należy zwiększyć średnicę otworów pod śruby mocujące obudowę silnika;

– śruby mocujące obudowę silnika należy wymienić na około trzykrotnie dłuższe;

– wyciąć 6 podkładek z możliwie miękkiej gumy o grubości około 5 mm;

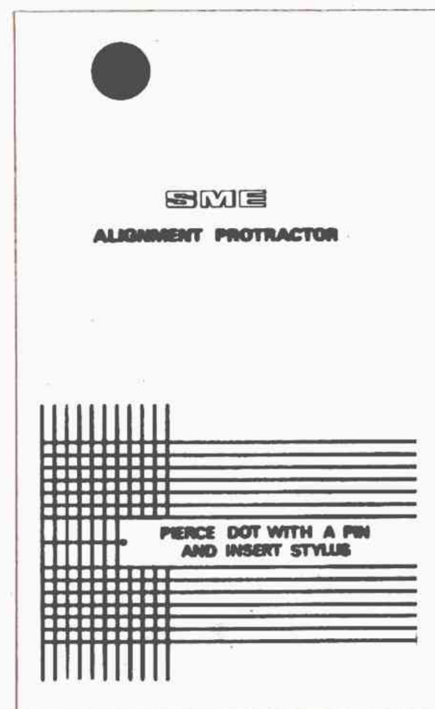
– przykręcić osłonę silnika do płyty gramofonu w ten sposób, aby po obu stronach płyty znalazły się przekładki gumowe;

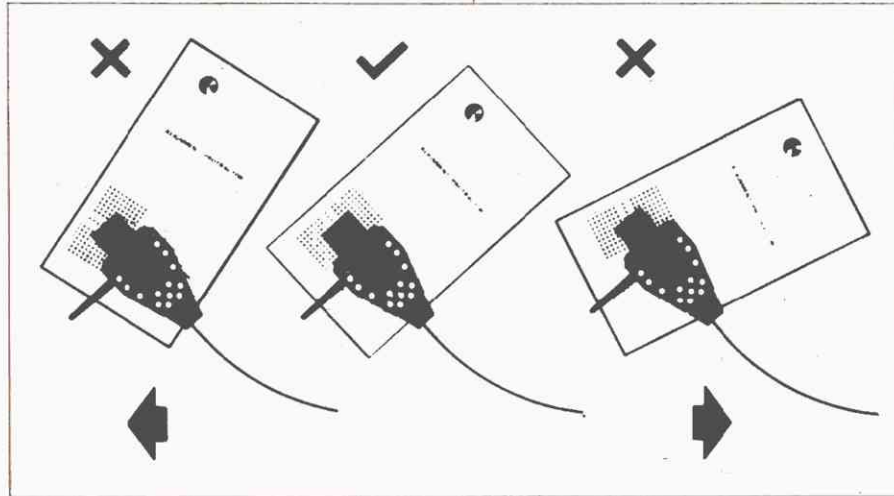
– ustawić na właściwej wysokości silnik w osłonie, posługując się podkładkami gumowymi.

Najlepsze byłoby całkowicie elastyczne zawieszenie silnika wraz z osłoną na sznurach gumowych. Wymaga to jednak większych zmian konstrukcyjnych.

Wymienione wyżej zmiany wykonano w egzemplarzu gramofonu G-603 używanym przez Warszawski Klub Hi-Fi. W ich wyniku uzyskano znaczne obniżenie poziomu zakłóceń od wibracji silnika oraz zakłóceń elektrycznych. Usprawnienia te są dość łatwe do wykonania i mogą być zrealizowane przez wielu posiadaczy wymienionych gramofonów.

W artykule wykorzystano materiały zawarte w instrukcji obsługi ramienia gramofonowego SME Seria III (rys. 1 i sposób korzystania z szablonu).





Najprostszy kątomierz do kontroli prawidłowego ustawienia wkładki adapterowej (głowicy) oraz sposób posługiwania się nim

Po założeniu kątomierza (szablonu) na talerz gramofonu i ustawieniu igły w oznaczonym punkcie, czoło i boki wkładki powinny być równoległe do siatki linii (rysunek środkowy).

W przypadku pokazanym na rysunku lewym, wkładkę (głowicę) należy przesunąć w uchwycie do przodu, zaś w sytuacji przedstawionej na prawym rysunku – przesunąć do tyłu.

Uwaga: odległość od środka otworu do punktu przeznaczonego dla ustawienia igły wynosi 60,2 mm; średnica otworu wynosi 7,3 mm

SYGNALIZATOR NIE WYŁĄCZONYCH ŚWIATEŁ W SAMOCHODZIE

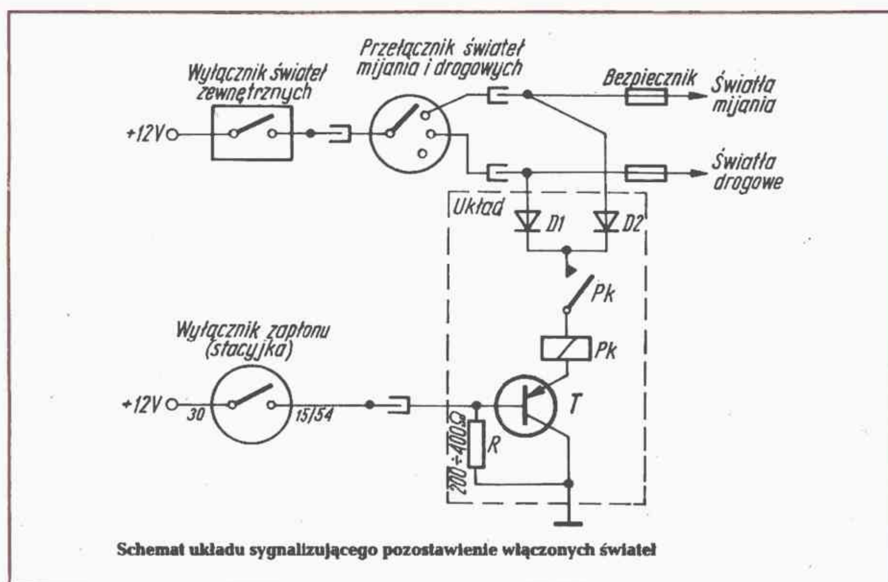
Postój samochodu z włączonymi światłami mijania i związane z tym kłopoty wskutek całkowitego wyładowania akumulatora potwierdzają celowość zainstalowania dodatkowego elementu, sygnalizującego pozostawienie tych świateł po wyjęciu kluczyka z wyłącznika zapłonu (stacyjki). W wielu typach samochodów fabryczne rozwiązanie jest nieskuteczne. Na przykład, w samochodzie Fiat 126p paląca się zielona lampka kontrolna świateł przy świetle dziennym jest praktycznie niewidoczna.

Przedstawione rozwiązanie opiera się na prostym schemacie, zamieszczonym w RiK nr 11/1978, zmodyfikowanym w taki sposób, aby układ sygnalizacji (najlepiej akustycznej), działał wyłącznie przy pozostawionych światłach mijania i drogowych (długich), a najczęściej celowe pozostawienie samochodu z palącymi się światłami postojowymi nie powodowało alarmu.

Jako sygnalizator akustyczny zastosowano przekaźnik MT6 z cewką zasilaną przez jedną z par zestyków, stanowiący najprostszy brzęczyk.

W układzie można wykorzystać dowolny tranzystor p-n-p średniej mocy (TG60, TG70....TG72, ADP670...ADP672, BC313, BD355 itp.) i dowolne diody o prądzie przewodzenia ponad 100 mA (DZG1...DZG7, BYP401 itp.). Przekaźnik powinien mieć cewkę o rezystancji 75...100 Ω.

Podczas montażu należy zwrócić szczególną uwagę na prawidłowość połączenia cewki przekaźnika szeregowo ze zwartą parą zestyków, ponieważ uruchomienie układu przy zwartej cewce spowoduje uszkodzenie tranzystora.



Schemat układu sygnalizującego pozostawienie włączonych świateł

Układ należy starannie przyłączyć do odpowiednich końcówek złącz konektorowych przez dolutowanie lub dokładne skręcenie.

Rozmiary zmontowanego układu są niewielkie i w „maluchu" można go bez trudu umieścić po wewnętrznej stronie słupka, pod zamkiem pokrywy bagażnika.

Poprawnie połączony układ powinien od razu działać prawidłowo i sygnalizować brzęczeniem pozostawione światła mijania lub drogowe po wyłączeniu stacyjki.

Dodatkową korzyścią jest możliwość sprawdzenia na postoju prawidłowości działania głównego wyłącznika świateł oraz przede wszystkim przełącznika świateł przy kierownicy, gdyż te elementy nie należą do najpewniejszych w Fiacie 126p.

Andrzej Elek

OBUDOWY STALOWE A ZNIEKSZTAŁCENIA

Badając zniekształcenia w aparaturze Hi-Fi najwyższej klasy, firma Trio-Kenwood doszła do wniosku, że wpływ materiałów ferromagnetycznych, rozmieszczonych w pobliżu obwodów układu, nie może być pomijany.

Dokładne pomiary przeprowadzono na układzie doświadczalnym, składającym się ze ścieżki przewodzącej w kształcie litery U i płytki stalowej umieszczanej w zmiennej odległości od ścieżki przewodzącej.

A oto kilka danych z otrzymanych wyników.

1. Obciążenie zastępcze (zamiast głośnika) 8 Ω, częstotliwość 10 kHz, odległość płytki stalowej – znikomo mała. Wpływ obecności płytki jest zauważalny od mocy 2 W, a przy mocy 20 W wnoszone zniekształcenia nieliniowe wynoszą 0,005%.
2. Układ jak poprzednio z tym, że natężenie prądu jest stałe i równe 2,5 A, a zmienia się częstotliwość. Obecność płytki stalowej jest wykrywalna od 1 kHz, a przy częstotliwościach większych (8...30 kHz) współczynnik zawartości harmonicznych zwiększa się o 0,004...0,01%.
3. Przepuszczano prąd o natężeniu 2,5 A i częstotliwości 10 kHz. Badano (analizatorem) zniekształcenia przy zwiększaniu odległości płytki stalowej od ścieżki przewodzącej. Rejestrowano stopniowy spadek zniekształceń.

W wyniku przeprowadzonych doświadczeń i badań firma Trio-Kenwood wprowadziła nowe konstrukcje nośne i obudowy. Zastosowano wypraski z tworzyw sztucznych (żywice, utwardzony nylon), sklejkę drzewną itd. Zastosowano przełączniki i inne elementy nie zawierające materiałów magnetycznych.

Zasilacz stanowi oddzielny człon oddalony od wzmacniacza m.cz.

R.T.